



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR -TE 141599

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI INVERTER *FULL BRIDGE*
RESONAN PARALEL UNTUK BALLAST ELEKTRONIK
LAMPU HPS**

Bayu Triyanto
NRP 2210 100 192

Dosen Pembimbing

1. Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D
2. Ir. Teguh Yuwono

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2015



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT-TE 141599

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF INVERTER FULL
BRIDGE PARALEL RESONANT FOR ELECTRONIC
BALLAST OF HPS LAMP**

Bayu Triyanto
NRP 2210 100 192

Advisor

1. Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D
2. Ir. Teguh Yuwono

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Industrial Technology
Sepuluh Nopember Institute of Technology
Surabaya 2015

DESAIN DAN IMPLEMENTASI INVERTER *FULL* BRIDGE RESONAN PARALEL UNTUK BALLAST ELEKTRONIK LAMPU HPS

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik**

Pada

**Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Jurusan Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui:

Dosen Pembimbing 1

29/6/15

Dosen Pembimbing 2

Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D

NIP. 197311192000031001

Ir. Teguh Yuwono

NIP. 195008061976121002

**SURABAYA
JANUARI, 2015**

DESAIN DAN IMPLEMENTASI INVERTER *FULL BRIDGE* RESONAN PARALEL UNTUK BALLAST ELEKTRONIK LAMPU HPS

Bayu Triyanto
2210100192

Dosen Pembimbing 1 : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D

Dosen Pembimbing 2 :Ir. Teguh Yuwono

ABSTRAK

Salah satu sumber energi yang penting adalah energi cahaya. Untuk melakukan aktivitas kita membutuhkan cahaya. Lampu adalah alat yang bisa mengubah energi listrik menjadi energi cahaya. Perkembangan lampu di masyarakat sangat pesat. Masyarakat telah banyak menggunakan lampu untuk kegiatannya terutama ketika malam hari. Salah satu lampu yang digunakan yaitu HPS (*High Pressure Sodium*). Lampu ini biasanya digunakan di jalan-jalan raya. Untuk lampu HPS konvensional, lampu ini biasanya menggunakan ballast magnetik untuk menghidupkan lampu.

Namun, ballast magnetik tidak efisien dan menimbulkan *flicker* (kedipan) ketika dinyalakan. Berdasarkan data yang didapat, harmonisa yang dihasilkan ballast magnetik lebih besar daripada ballast elektronik [1]. Selain itu, faktor daya dihasilkan ballast magnetik secara umum lebih kecil daripada ballast elektronik [1]. Oleh karena itu, tugas akhir ini membahas ballast elektronik menggunakan kombinasi rectifier, konverter boost, konverter buck, dan inverter *full bridge* resonan paralel untuk lampu HPS. Ballast elektronik untuk lampu HPS akan disimulasikan dan diimplementasikan dengan frekuensi yang tinggi. Dengan menggunakan frekuensi yang tinggi, lampu bisa dimodelkan dengan resistansi. Sehingga, hal ini mempermudah dalam mendesain inverter resonan paralel. Ballast elektronik disimulasikan menggunakan perangkat lunak.

Hasil implementasi menunjukkan bahwa rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel yang dikombinasi dengan konverter buck dapat digunakan untuk menghidupkan lampu. Tegangan lampu terukur 78,5 V dengan arus sebesar 1 A. Dari grafik hasil pengukuran menunjukkan

bahwa ketika lampu HPS tatkala dioperasikan pada frekuensi tinggi, lampu bisa dimodelkan dengan resistansi.

Kata kunci : ballast elektronik, inverter full bridge, resonan paralel, lampu HPS.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF INVERTER FULL BRIDGE PARALLEL RESONANT FOR ELECTRONIC BALLAST OF HPS LAMP

Bayu Triyanto
2210100192

1st Advisor : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D

2nd Advisor: Ir. Teguh Yuwono

ABSTRACT

One of important source of energy is light energy . For doing activity, we require light. Lamp is a tool that can convert electrical energy into light energy. The development of lamp in society is very rapidly. Many communities have used light for their activities especially at night. One of used lamp is HPS Lamp (High Pressure Sodium). This lamp is typically used on the road. For conventional HPS lamps, lamp usually uses magnetic ballast to turn on the lights.

However, magnetic ballast isn't efficient and causes flicker when it turns on. Based of data, harmonic of magnetic ballast is generally bigger than electronic ballast [1]. On other hand, power factor of magnetic ballast is generally smaller than electronic ballast [1]. Therefore, this final project discusses about electronic ballast using combination of full-bridge rectifier, boost converter, buck converter, and inverter parallel resonant for HPS lamp. Electronic ballasts for HPS lamp will be simulated and implemented using high frequency. By using high frequency, HPS lamp can be modeled by resistance. So that, it can be easier to design inverter parallel resonant. Electronic ballast is simulated using software.

The results show that the implementation of a full bridge inverter circuit parallel resonant combined with buck converter can be used to turn on the lights Work frequency of electronic ballast is 19,7 kHz. Measured lamp voltage is 78,5 V with the value of current is 1 A. From theS graph of measurement results show that the HPS lamp when operated at high frequencies, the HPS lamp can be modeled by a resistance .

**Keywords : electronic ballast, inverter full bridge, paralel resonant,
HPS lamp.**

.

KATA PENGANTAR

Segala puji dan syukur ke hadirat Allah subhaanahu wa ta'ala atas segala rahmat dan hidayah-Nya sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul: **“Desain dan Implementasi Inverter Full Bridge Resonan Paralel untuk Ballast Elektronik Lampu HPS”**

Tugas Akhir ini disusun sebagai salah satu persyaratan untuk memperoleh gelar sarjana pada jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Pada kesempatan ini penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada berbagai pihak yang telah memberikan bantuan dan dukungan dalam penyelesaian Tugas Akhir, terutama kepada:

1. Ibu, dan keluarga tercinta yang senantiasa memberikan semangat dan doa yang tidak terbatas.
2. Bapak Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D dan Bapak Ir. Teguh Yuwono selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan bimbingan, saran serta masukan yang sangat berarti bagi penulis.
3. Seluruh dosen jurusan Teknik Elektro yang telah banyak memberikan ilmu selama penulis menempuh kuliah.
4. Rekan-rekan di jurusan Teknik Elektro yang tidak dapat kami sebutkan satu persatu
5. Dan semua pihak yang tidak bisa penulis sebutkan.

Besar harapan penulis bahwa buku Tugas Akhir ini dapat memberikan informasi dan manfaat bagi pembaca pada umumnya dan mahasiswa Jurusan Teknik Elektro pada khususnya. Amin.

Surabaya, Januari 2015

Penulis

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR KEASLIAN TUGAS AKHIR	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	vii
DAFTAR ISI	xi
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL	xix
 BAB 1 PENDAHULUAN	
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Permasalahan	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan	3
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan	5
1.7 Relevansi	6
 BAB 2 LAMPU HPS DAN BALLAST ELEKTRONIK	
2.1 Lampu HPS	9
2.2 Ballast Elektronik	12
2.2.1 Rangkaian Power Factor Correction (PFC) untuk Ballast Elektronik	16
2.2.2 Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel	18
2.2.2.1 Frekuensi Resonansi dan Frekuensi Kerja	20
 BAB 3 DESAIN RANGKAIAN BALLAST ELEKTRONIK LAMPU HPS MENGGUNAKAN INVERTER <i>FULL BRIDGE</i> RESONAN PARALEL	
3.1 Desain Rangkaian Ballast Elektronik	25
3.1.1 Desain Rangkaian EMI Filter	25
3.1.2 Desain Rangkaian Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel	26
3.1.2.1 Penentuan Nilai Induktor Resonan Paralel (L_P)	26

3.1.2.2	Penentuan Nilai Kapasitor Resonan Paralel (C_p)	27
3.1.2.3	Penentuan Tegangan Input Inverter	28
3.1.3	Desain Rangkaian <i>Power Factor Correction</i>	28
3.1.3.1	Penentuan Nilai Induktor Konverter Boost dan Konverter Buck.....	30
3.1.3.2	Penentuan Nilai Kapasitor Konverter Boost dan Konverter Buck.....	31
3.2	Strategi Switching Rangkaian Ballast Elektronik	32
3.2.1	Strategi Switching pada Rangkaian Power Factor Correction dan Konverter Buck	32
3.2.2	Strategi <i>Switching</i> pada Rangkaian Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel	33
 BAB 4 HASIL UJI COBA ALAT DAN ANALISIS DATA		
4.1	Pengujian Rangkaian Simulasi Ballast Elektronik dengan Menggunakan Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel	37
4.2	Pengujian Sinyal <i>Pulse Width Modulation</i> (PWM) Alat Rangkaian Ballast Elektronik Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel.....	45
4.3	Pengujian Desain dan Implementasi Rangkaian Ballast Elektronik Inverter <i>Full Bridge</i> Resonan Paralel	46
4.3.1	Rangkaian Ballast Elektronik tanpa Konverter Buck.....	46
4.3.2	Rangkaian Ballast Elektronik Menggunakan Konverter Buck.....	49
 BAB 5 PENUTUP		
5.1	Kesimpulan	57
5.2	Saran	57
 DAFTAR PUSTAKA		61
RIWAYAT HIDUP PENULIS		65
LAMPIRAN.....		69

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Parameter komponen EMI filter [2]	26
Tabel 3.2	Parameter kontroler dan tegangan segitiga untuk konverter boost PFC	33

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Gas discharge.....	9
Gambar 2.2	Lampu HPS [7].....	10
Gambar 2.3	(a)Bentuk gelombang tegangan dan arus lampu saat frekuensi tinggi [8] dan (b) Bentuk gelombang yang menunjukkan beda fasa antara tegangan dan arus lampu saat frekuensi tinggi [8].....	11
Gambar 2.4	Blok diagram rangkaian ballast elektronik secara keseluruhan.....	14
Gambar 2.5	Sistem ballast elektronik.....	15
Gambar 2.6	(a) Penyearah jembatan tanpa PFC dan (b) arus output rectifier (I_c), tegangan output rectifier (V_d), dan tegangan output kapasitor (V_c).....	16
Gambar 2.7	<i>Boost converter</i>	17
Gambar 2.8	Inverter <i>full bridge</i>	19
Gambar 2.9	Topologi inverter PLR.....	19
Gambar 2.10	Karakteristik frekuensi dari topologi inverter PLR. Kurva diatas untuk nilai $Q = 1 - 5$. Arah tanda panah menunjukkan bertambahnya nilai Q	20
Gambar 3.1	Rangkaian EMI filter	25
Gambar 3.2	Rangkaian boost PFC	29
Gambar 3.3	Rangkaian konverter buck	30
Gambar 3.4	Skema kontroler konverter boost.....	33
Gambar 3.5	Gelombang tegangan output inverter <i>full bridge</i>	34
Gambar 4.1	Rangkaian ballast elektronik secara keseluruhan	38
Gambar 4.2	Bentuk gelombang tegangan input (V_1) vs arus input (I_1).....	39
Gambar 4.3	Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) vs arus lampu (I_3).....	40
Gambar 4.4	Bentuk gelombang tegangan output vs arus output EMI filter	40
Gambar 4.5	Bentuk gelombang tegangan output rectifier ($V_{o(rect)}$).....	41
Gambar 4.6	Bentuk gelombang tegangan tegangan output konverter boost($V_{out(boost)}$)	42
Gambar 4.7	Bentuk gelombang arus induktor konverter boost (I_{L3})	42

Gambar 4.8	Bentuk gelombang tegangan input inverter (V_2)	43
Gambar 4.9	Bentuk gelombang arus input inverter (I_2)	43
Gambar 4.10	Bentuk gelombang arus induktor konverter buck (I_{L4})	44
Gambar 4.11	Bentuk gelombang tegangan input inverter (V_{inv}) ...	44
Gambar 4.12	Gelombang sinyal PWM untuk konverter buck	45
Gambar 4.13	Gelombang sinyal PWM untuk inverter <i>full bridge</i>	46
Gambar 4.14	Bentuk gelombang tegangan input (V_2) vs arus input (I_2) dari inverter	48
Gambar 4.15	Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) dan arus lampu (I_3)	49
Gambar 4.16	<i>Prototype</i> ballast elektronik yang terdiri dari buck konverter dan inverter <i>full bridge</i> resonan paralel ...	50
Gambar 4.17	Bentuk gelombang tegangan input ($V_{in(buck)}$) vs arus input ($I_{in(buck)}$) dari konverter buck	51
Gambar 4.18	Bentuk gelombang arus induktor konverter buck (I_{L4})	52
Gambar 4.19	Bentuk gelombang tegangan output (V_2) vs arus output (I_2) dari konverter buck	52
Gambar 4.20	Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) vs arus lampu (I_3)	53

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Salah satu sumber energi yang penting adalah energi cahaya. Untuk melakukan aktivitas, cahaya dibutuhkan. Lampu adalah alat yang bisa mengubah energi listrik menjadi energi cahaya. Perkembangan lampu di masyarakat sangat pesat. Masyarakat telah banyak menggunakan lampu untuk kegiatannya terutama ketika malam hari. Salah satu lampu yang digunakan yaitu lampu HPS.

Lampu HPS adalah lampu yang biasa digunakan di jalan raya. Lampu ini biasanya dioperasikan mulai dari matahari tenggelam sampai terbit fajar. Ballast merupakan alat yang sangat dibutuhkan khususnya untuk lampu khususnya lampu HPS. Lampu HPS konvensional biasanya menggunakan ballast magnetik yang digunakan untuk menjaga agar lampu dapat menyala dan tidak cepat rusak. Hal ini karena jika lampu tidak menggunakan ballast dan lampu disuplai langsung oleh sumber, maka lampu memang bisa menyala, tetapi dalam waktu tertentu lampu tersebut akan pecah.

Akan tetapi, faktor daya pada ballast magnetik masih rendah. Begitu pula THD (*Total Harmonic Distortion*)-nya juga tinggi [1]. Selain itu, lampu yang diberi ballast konvensional (ballast magnetik) bisa menimbulkan *flicker* (kedipan) ketika lampu akan dinyalakan [2]. Oleh karena itu, lampu membutuhkan ballast elektronik. Menurut sebuah penelitian, dengan menggunakan ballast elektronik, THD lampu semakin kecil [1] dan faktor daya dari lampu juga semakin tinggi [1]. Hal ini mengakibatkan daya yang dibutuhkan juga semakin kecil.

Lampu yang diberi inverter resonan seri maka nilai frekuensi outputnya semakin besar. Hal ini menguntungkan karena dengan adanya frekuensi tinggi, mata tidak akan terasa dengan frekuensi yang sangat cepat [4]. Seperti inverter resonan seri, inverter resonan paralel juga menghasilkan keluaran dengan frekuensi tinggi. Namun di sisi lain, muncul masalah baru yakni EMI (*electromagnetic interference*). EMI adalah gangguan disebabkan radiasi elektromagnetik yang dipancarkan dari sumber yang lain [2]. Solusi yang tepat untuk menghilangkan EMI adalah dengan menggunakan filter EMI pasif [3]. Fungsi dari rangkaian filter yaitu untuk menghilangkan gangguan sinyal dari luar yang masuk ke sinyal rangkaian. Tugas akhir sebelumnya telah ada yang membahas

mengenai ballast elektronik. Contohnya yaitu ballast elektronik menggunakan inverter *half bridge* resonan seri untuk perbaikan faktor daya [4]. Namun berdasarkan penelitian, nilai THD dari rangkaian inverter *half bridge* lebih tinggi daripada rangkaian inverter *full bridge* [2]. Pada tugas akhir ini, ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel untuk lampu HPS akan dibahas.

Salah satu faktor yang sangat penting dalam sistem kelistrikan adalah *harmonic distortion*. Semakin kecil nilai THD, maka semakin baik sistem daya operasinya. THD didefinisikan sebagai perbandingan antara jumlah daya harmonisa dengan daya pada frekuensi fundamental. Menurut standar ANSI C82.11, ballast elektronik harus mempunyai nilai rating THD 20 %, 15 %, 10% atau kurang dari 10%. Adapun ballast magnetik memiliki rating THD 20%-28% [5].

Dalam tugas akhir ini, ballast elektronik untuk lampu HPS dengan inverter *full bridge* resonan paralel disimulasikan dan diimplementasikan.

1.2 Permasalahan

Permasalahan yang dibahas dalam Tugas Akhir ini adalah:

1. Membuat model dan simulasi rangkaian ballast elektronik untuk mendapatkan faktor daya yang tinggi dan THD yang rendah.
2. Perancangan dan implementasi rangkaian ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel.
3. Membandingkan dan menganalisa unjuk kerja antara hasil desain dan implementasi rangkaian ballast elektronik inverter *full bridge* resonan paralel dengan hasil simulasi.

1.3 Batasan Masalah

Dalam pengerjaan Tugas Akhir, permasalahan dibatasi sebagai berikut:

1. Pemodelan dan simulasi menggunakan perangkat lunak.
2. Desain dan implementasi dari rangkaian ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel memiliki frekuensi *switching* sebesar 21 kHz dan daya keluaran sebesar 70 Watt, dimana tegangan masukan 73,1 V sedangkan tegangan keluarannya 90 V dengan arus keluaran sebesar 0,78A.
3. Komponen yang digunakan pada implementasi dari rangkaian ballast elektronik sedikit berbeda dengan desain dan simulasinya

karena harus menyesuaikan dengan komponen yang ada dipasaran.

4. Bagian yang diimplementasikan hanya pada rangkaian konverter buck dengan inverter *full bridge* resonan paralel.
5. Minimum sistem yang digunakan berbasis mikrokontroler ATMEGA 16.

1.4 Tujuan

Tujuan yang ingin dicapai melalui penelitian pada Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Mengetahui hal-hal yang berkaitan dengan ballast elektronik khususnya pada inverter *full bridge* resonan paralel.
2. Mendesain dan mengimplementasikan sistem *inverter full bridge* resonan paralel.
3. Membandingkan dan menganalisa unjuk kerja antara hasil implementasi sistem ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel dengan hasil dari desain dan simulasi pada perangkat lunak.

1.5 Metodologi

Metodologi penelitian yang digunakan pada Tugas Akhir ini sebagai berikut:

1. Studi Literatur

Dalam tahap ini, studi literatur dilakukan untuk pengerjaan dan penelitian Tugas Akhir. Studi literatur meliputi pembelajaran mengenai rangkaian ballast elektronik lampu HPS dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel, termasuk rangkaian penyusunnya. Literatur yang digunakan dalam studi literatur meliputi buku, jurnal ilmiah, prosiding, *datasheet*, dan artikel-artikel dari internet.

2. Pengumpulan Literatur

Setelah mempelajari literatur-literatur yang ada, maka pengumpulan literatur tentang rangkaian ballast elektronik lampu HPS dilakukan..

3. **Pemodelan dan Simulasi**
Berdasarkan literatur yang telah terkumpul, parameter-parameter rangkaian ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel dapat dihitung seperti nilai frekuensi, *duty cycle* serta nilai dari komponen kapasitor dan induktor. Setelah parameter-parameter dari rangkaian didapatkan, maka rangkaian ballast elektronik dapat dimodelkan dan disimulasikan dalam perangkat lunak.
4. **Perancangan dan Implementasi dari Konverter**
Dari simulasi yang dilakukan, model rangkaian ballast elektronik yang sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan akan didapatkan. Selanjutnya, model rangkaian hasil simulasi tersebut dirancang dan diimplementasikan menjadi sebuah alat atau *prototype*. Akan tetapi, alat yang dirancang hanya pada bagian konverter buck dan inverter *full bridge* resonan paralel. Selain itu, nilai atau ukuran dari komponen dalam simulasi dengan keadaan nyata sedikit berbeda. Hal ini disebabkan karena nilai atau ukuran komponen di pasaran sangat terbatas.
5. **Pengujian Sistem dan Pengambilan Data**
Setelah alat atau *prototype* selesai dirancang dan diimplementasikan, maka dapat dilakukan pengujian terhadap alat tersebut. Akan tetapi, dalam pengujian alat lebih baik diuji masing-masing bagian terlebih dahulu kemudian baru keseluruhan alat. Apabila hasilnya sudah sesuai maka dapat dilakukan pengambilan data. Akan tetapi, jika belum sesuai atau terjadi *troubleshooting*, maka harus di betulkan terlebih dahulu, sehingga bisa sesuai dengan hasil simulasi dan bisa diambil datanya.
6. **Analisis Data**
Data-data yang diperoleh dari hasil pengujian alat kemudian dianalisis. Parameter-parameter yang dianalisis adalah tegangan dan arus keluaran lampu HPS serta tegangan dan arus masukan. Setelah analisis data selesai maka dapat ditarik kesimpulan dari penelitian Tugas Akhir ini.

7. Penulisan Laporan Tugas Akhir

Setelah analisis data dan penarikan kesimpulan selesai dilakukan, maka dapat dilakukan penulisan laporan atau pembuatan buku Tugas Akhir sebagai hasil akhir dari penelitian Tugas Akhir.

1.6 Sistematika Penulisan

Dalam penulisan buku Tugas Akhir ini sistematika penulisan yang digunakan adalah sebagai berikut:

BAB 1 : Pendahuluan

Bab ini berisi tentang penjelasan latar belakang, permasalahan, batasan masalah, tujuan, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi dari penelitian yang dilakukan dalam Tugas Akhir ini.

BAB 2 : Teori Penunjang

Bab ini berisi tentang dasar teori mengenai lampu HPS, ballast elektronik yang terdiri dari rangkaian EMI filter, rangkaian *power factor correction* untuk ballast elektronik, inverter *full bridge* resonan parallel,

BAB 3 : Perancangan dan Implementasi Sistem

Bab ini berisi tentang perancangan dan implementasi dari rangkaian inverter *full bridge* resonan parallel untuk lampu HPS. Selain itu, pada bab ini berisi juga tentang perancangan dan implementasi dari peralatan pendukung dalam rangkaian inverter *full bridge* resonan parallel untuk lampu HPS.

BAB 4 : Pengujian Sistem dan Analisis Data

Bab ini berisi tentang pengujian sistem. Selain itu pada bab ini juga berisi tentang analisis data antara data hasil simulasi pada perangkat lunak dengan data hasil pengujian rangkaian inverter *full bridge* resonan parallel dan data hasil pengujian rangkaian kombinasi antara buck konverter dengan inverter *full bridge* resonan parallel.

BAB 5 : Penutup

Bab ini berisi tentang kesimpulan yang diperoleh dari proses perancangan dan implementasi semua peralatan yang berkenaan dengan sistem inverter *full bridge* resonan parallel untuk ballast elektronik lampu HPS. Selain itu pada bab ini juga berisi tentang saran-saran

untuk perancangan rangkaian ballast elektronik ke depannya, Sehingga bisa didapatkan performa sistem yang lebih baik lagi.

1.7 Relevansi

Hasil yang diperoleh dari Tugas Akhir ini diharapkan dapat memberikan manfaat sebagai berikut:

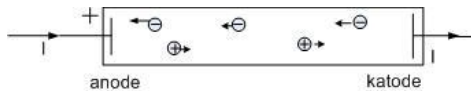
1. Dapat menjadi referensi bagi peneliti selanjutnya untuk meningkatkan faktor daya dan menurunkan THD dari ballast elektronik.
2. Dapat menjadi referensi bagi mahasiswa lain yang hendak mengambil masalah yang serupa untuk Tugas Akhir-nya.

BAB 2

LAMPU HPS DAN BALLAST ELEKTRONIK

2.1 Lampu HPS

Lampu HPS (*High Pressure Sodium*) merupakan salah satu jenis dari lampu discharge. Lampu ini menghasilkan cahaya dengan melewatkan arus listrik melalui gas. Atom gas dieksitasi untuk menghasilkan radiasi pada spektrum yang berkaitan dengan elemen gas dan konstruksi lampu.



Gambar 2.1 Gas *discharge*

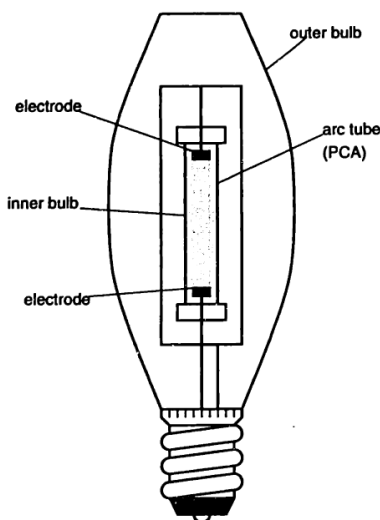
Normalnya, gas merupakan suatu isolator dan tidak ada arus listrik yang bisa melewatinya. Namun, ketika gas terionisasi, kemudian memproduksi elektron bebas dan ion positif, arus bisa mengalir. Aliran listrik yang melalui gas dinamakan *discharge*. Sebagaimana Gambar 2.1, ion positif berkumpul di katode dan elektron berkumpul di anode dengan adanya medan listrik. Total arus yang melalui lampu adalah jumlah dari arus ion dan elektron. Karena elektron sekian ribu kali lebih banyak daripada ion, kebanyakan arus *discharge* berasal dari elektron.

Sebelum discharge terjadi, gas bersifat isolator. Penyalan dilakukan dengan 2 elemen. Pertama, elektron bebas harus dipancarkan ke dalam gas dari katode. Dengan pemanasan katode yang dilapisi dengan material yang mudah melepaskan elektron, elektron bisa dilepaskan dengan panas. Kedua, tegangan tinggi harus dimasukkan pada lampu. Tegangan tinggi ini membantu katode menghasilkan elektron melalui emisi medan. Yang paling penting, medan listrik yang berada di antara anode dan katode mempercepat elektron melalui gas, kemudian menghasilkan ionisasi. Proses ini berlanjut pada mode kumulatif atau banjir elektron yang menghasilkan *discharge*.

Lampu HPS termasuk dalam lampu HID (*High Intensity Discharge*). Lampu HID bekerja pada discharge tekanan tinggi. Lampu HID mempunyai tabung lebih kecil daripada lampu fluorescent. Tabung pendek ini menghasilkan *discharge* pada temperatur dan tekanan tinggi dengan daya yang tinggi. Operasi tekanan dan temperatur tinggi ini

mengijinkan elemen dan gas yang berbeda yang digunakan dengan busur api. Selain itu dengan elemen dan gas yang berbeda pada operasi tekanan dan temperatur yang tinggi juga membuat spektrum radiasi yang berbeda. Kebanyakan lampu HID beroperasi pada daya dan intensitas cahaya yang tinggi membuat lampu-lampu tersebut cocok untuk dipasang di tempat terbuka daripada di tempat tertutup secara umum. Kerugian lampu HID, sekali busur api dipadamkan, lampu harus didinginkan selama 5 – 15 menit sebelum dinyalakan lagi [7].

Lampu HPS menghasilkan cahaya dengan melewati busur listrik melalui gas sodium. Konstruksi lampu sodium terdiri dari beberapa bagian sebagaimana Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Lampu HPS [7]

Pada lampu tersebut terdapat dua lapisan, tabung busur api (*arc tube*) dalam dan bagian luar lampu. Tabung busur api bagian dalam yang terbuat dari keramik yang bersifat menolak reaksi kimia dari sodium yang dinamakan dengan *transluscent polycrystalline alumina*, atau PCA,. Selain itu, bahan ini memiliki titik lebur yang tinggi dan pemancaran cahaya yang bagus. PCA mengijinkan operasi pada kebutuhan temperatur dan tekanan lebih tinggi untuk gas *discharge* sodium.

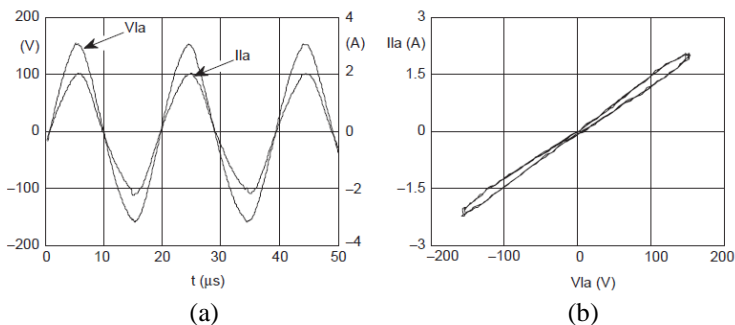
Lapisan yang luar terbuat dari *borosilicate glass*. Isi dari lapisan luar biasanya hampa udara atau gas argon yang bersifat inert dan berfungsi mengisolasi tabung busur api dengan lingkungan luar.

Arc tube mengandung merkuri, xenon dan sodium. Gas merkuri dan xenon adalah gas penyangga dan menaikkan tekanan dan tegangan busur listrik. Pada tekanan rendah, sodium menampilkan 2 garis radiasi resonansi pada 589,0 nm dan 589,6 nm [7]. Dengan menambah tekanan sampai sekitar 200 torr, garis radiasi ini menjadi terserap sendiri dan spektrum radiasinya bertambah lebar [7]. Spektrum yang dilepaskan secara umum warnanya keemasan atau kuning.

Elektrode lampu HPS adalah tungsten dengan lapisan barium dan kalsium oksida yang mudah melepaskan elektron. Segel baja membuat manufaktur *starting probe* menjadi sulit. Segel tutup dibutuhkan karena PCA sulit bekerja dan tidak bisa disegel secara konvensional. Karena tidak ada elektrode starting, lampu dinyalakan dengan tegangan tinggi dari pulsa frekuensi tinggi ignitor elektronik.

Lampu HPS mempunyai efikasi sekitar 80 sampai 140 lm/W [7]. Sebuah lampu 400 W memiliki panjang 3,75 inci dan diameter 3/8 inci. Lampu ini memiliki lifetime sekitar 24.000 jam [7]. Lampu HPS biasanya digunakan di penerangan jalan dan tempat terbuka secara umum.[7]

Pemodelan lampu HPS bisa dimodelkan dengan resistor takkala ballast dioperasikan pada frekuensi tinggi [8]. Hal ini sebagaimana terlihat dalam Gambar 2.3.



Gambar 2.3 (a) Bentuk gelombang tegangan dan arus lampu terhadap waktu saat frekuensi tinggi [8] dan (b) bentuk gelombang yang menunjukkan beda fasa antara tegangan dan arus lampu saat frekuensi tinggi [8].

2.2 Ballast Elektronik

Ballast elektronik menggunakan alat *switch* aktif sebagai tambahan pelengkap komponen pasif untuk menjalankan lampu *discharge*. Pada kasus yang sering terjadi, ballast elektronik mengoperasikan lampu pada frekuensi lebih dari 20 kHz. Ballast elektronik menawarkan banyak keuntungan di luar ballast elektromagnetik. Keuntungannya meliputi :

1. Naiknya efikasi lampu dengan operasi frekuensi tinggi
2. Naiknya efisiensi ballast
3. Memperpanjang lifetime lampu
4. Tidak terjadi *flicker*
5. *Noise* suara rendah
6. Ukuran dan berat ballast yang lebih kecil [7].

Adapun kekurangannya dari elektronik ballast terdiri dari :

1. Harganya mahal
2. Keandalannya kurang
3. Adanya interferensi listrik [7].

Perkembangan ballast elektronik dijalankan dengan penelitian bahwa lampu *discharge* lebih efisien ketika dioperasikan pada frekuensi tinggi daripada frekuensi jala-jala. Ballast elektronik mengkonversi 50 Hz daya jala-jala ke dalam sinusoidal frekuensi tinggi untuk menghidupkan lampu. Dengan adanya proses konversi menjadi frekuensi tinggi, keuntungan ballast elektronik bisa didapatkan. Pertama dan yang terpenting adalah naiknya efikasi lampu itu sendiri. Suatu lampu efikasnya naik 10 % pada frekuensi sekitar 20 kHz [7]. Selain naiknya efikasi, lampu yang dioperasikan pada frekuensi tinggi tidak terjadi *flicker*.

Rangkaian elektronik ballast bisa mengirim daya dengan efisiensi yang bagus bila dibandingkan dengan ballast elektromagnetik. Rugi-rugi pada elektronik ballast sekitar 6 watt dibandingkan 10-15 watt pada ballast elektromagnetik [7]. Dengan naiknya efikasi lampu dan efisiensinya, kombinasi lampu dan ballast elektronik bisa mencapai *energy saving* 20-25% [7] untuk keluaran cahaya yang sama dengan saat lampu dipasang dengan ballast elektromagnetik.

Saat lampu dioperasikan pada ballast elektronik, lampu memiliki lifetime yang lebih lama dibandingkan saat dioperasikan dengan ballast magnetik. Hal ini dikarenakan bentuk gelombang tegangan dan arus yang dihasilkan adalah sinusoidal pada frekuensi diatas beberapa kilohertz dibandingkan dengan gelombang yang terdistorsi pada

frekuensi 60 Hz. *Crest factor* arus yang tinggi pada frekuensi 60 Hz menyebabkan *lifetime* elektrode menjadi pendek. Selain itu, ballast elektronik bisa mengatur daya lampu yang lebih efektif daripada ballast elektromagnetik.

Ballast elektronik yang menggunakan konversi daya *switching* pada frekuensi tinggi memiliki kelebihan elemen filter yang lebih kecil daripada komponen di ballast 60 Hz. Hal ini mengakibatkan ballast menjadi lebih kecil ukurannya dan beratnya. Selain itu elektronik ballast yang bekerja di atas 20 kHz yang berada di luar *range* frekuensi pendengaran manusia, sehingga tidak ada noise suara bila dibandingkan dengan pada ballast magnetik 120 Hz [7].

Kerugian yang utama dari ballast elektronik adalah harganya jauh lebih mahal dibandingkan dengan ballast elektromagnetik. Karena sifatnya yang kompleks, ballast elektronik mudah terjadi kegagalan, walaupun ballast elektroniknya tergolong baru, data tes lapangan juga telah dikumpulkan. Namun, ballast elektronik yang baru lebih besar tingkat keagalannya daripada ballast elektromagnetik.

Selain kerugian diatas, ada kerugian yang lain yaitu *radio frequency interference* (RFI) dan *electromagnetic interference* (EMI) yang dihasilkan oleh ballast elektronik. Arus harmonisa tinggi yang dihasilkan ballast dan terkonduksi ke peralatan bisa menyebabkan beberapa masalah di antaranya adanya arus netral yang berlebihan, transformator *overheat* dan interferensi pada peralatan elektronik yang sensitif. Ballast tidak bisa sendiri cenderung untuk memancarkan EMI karena dibungkus dengan *grounded metal enclosure*. Namun lampu bisa menghasilkan EMI dan RFI. Radiasi infra merah dari lampu bisa mengganggu TV dan remote kontrol *videocassette recorder*. Ballast elektronik harus memiliki langkah untuk meminimalisasi EMI dan RFI [7].

Pada rangkaian ballast elektronik ini terdiri dari 3 bagian, yaitu:

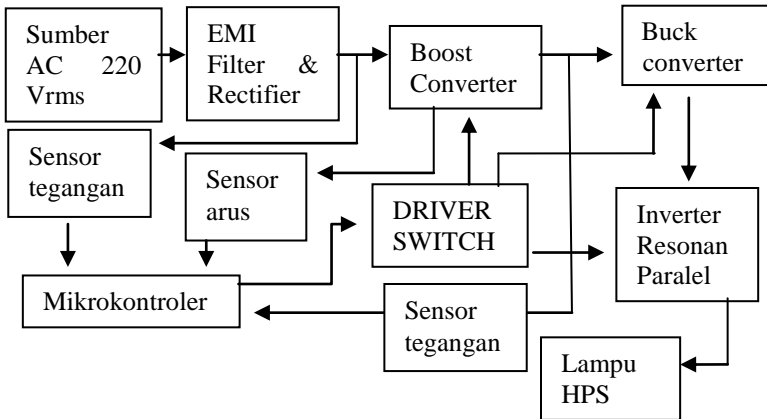
1. EMI Filter dan penyearah
2. Rangkaian PFC
3. Inverter *full bridge* resonan paralel

Adapun blok diagram dari ballast elektronik bisa dilihat pada Gambar 2.4 Input dari ballast adalah tegangan jala-jala frekuensi 50 Hz dengan tegangan rms 220 V.

Berdasarkan blok diagram pada Gambar 2.4, tegangan dan arus sumber masuk ke rangkaian EMI filter. Hal ini bertujuan untuk menekan arus interferensi yang masuk pada rangkaian [2]. EMI filter merupakan

alat untuk menekan interferensi yang disebabkan oleh EMI. Pada rangkaian ballast elektronik ini, EMI filter terdiri dari komponen pasif.

Setelah itu, tegangan disearahkan dengan jembatan dioda. Hasilnya adalah tegangan DC yang masih punya ripple yang besar.

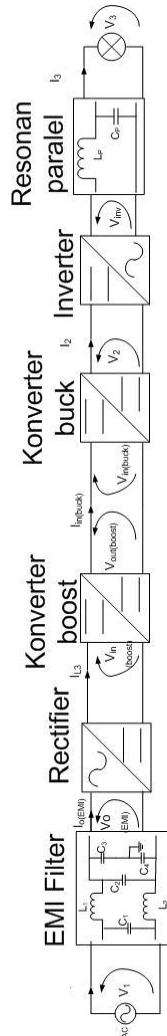


Gambar 2.4 Blok diagram rangkaian ballast elektronik secara keseluruhan

Hasil penyearahan tegangan itu dimasukkan ke konverter boost. Konverter boost ini merupakan rangkaian yang digunakan untuk perbaikan faktor daya. Sebelum masuk konverter boost, rangkaian diberi sensor tegangan agar output sensor dibaca di mikrokontroler. Selain itu output sensor tegangan lainnya yang dipasang setelah konverter boost juga diumpan balik ke mikrokontroler. Hal ini digunakan untuk menjaga tegangan output tetap konstan walaupun input berubah-ubah. Selain output sensor tegangan, output sensor arus yang dipasang pada konverter boost juga diumpan balik ke mikrokontroler. Hal ini bertujuan agar sinyal input tetap sinusoidal dan memiliki faktor daya yang tinggi. Tegangan output dari konverter boost converter diturunkan sesuai dengan nilai desain input inverter menggunakan konverter buck. Setelah masuk ke inverter, tegangan DC diubah menjadi tegangan AC dengan frekuensi yang tinggi dan dimasukkan ke rangkaian resonan paralel agar menjadi tegangan sinusoidal namun pada frekuensi yang

tinggi. Dan yang terakhir, tegangan keluaran dari rangkaian resonan paralel masuk ke lampu HPS.

Secara garis besar, sistem ballast elektronik dengan menggunakan inverter resonan paralel dapat dilihat pada Gambar 2.5



Gambar 2.5 Sistem ballast elektronik

Mikrokontroler diperlukan untuk menghasilkan sinyal kontrol switch. Konverter boost menggunakan controller PI sehingga duty cycle-nya bisa berubah-ubah. Untuk konverter buck dan inverter, sinyal kontrol dibuat tetap dengan duty cycle tertentu.

2.2.1 Rangkaian *Power Factor Correction* (PFC) untuk Ballast Elektronik

Rangkaian *Power Factor Correction* merupakan rangkaian yang digunakan untuk memperbaiki faktor daya dari suatu alat. Dengan rangkaian ini, suatu alat yang memiliki faktor daya yang rendah dan THD yang tinggi menjadi alat yang memiliki THD yang rendah dan faktor daya yang tinggi.

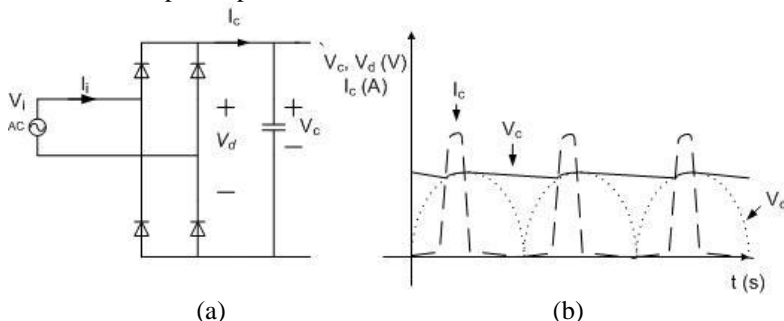
Namun, tidak semua ballast elektronik memakai rangkaian *power factor correction*. Gambar 2.6 merupakan ballast yang tidak memiliki PFC. Kapasitor penyimpan energi dipasang setelah penyearah jembatan tanpa ada penghubung rangkaian lainnya. Kapasitor diisi sampai puncak tegangan pada masing-masing setengah periode dan sumber hanya mengalirkan listrik tatkala tegangan kapasitor lebih kecil daripada tegangan kapasitor yang waktunya sangat pendek sekali.

Hasilnya, faktor daya arus jala-jala rendah dan distorsi harmonisanya menjadi sangat tinggi. Selain itu, saat waktu pengisian kapasitor arus puncak kapasitor sangat tinggi.

Ada 2 pendekatan untuk memperbaiki faktor daya yaitu :

1. *Passive Power Factor Correction*.

Pada perbaikan faktor daya jenis ini, komponen yang digunakan adalah komponen pasif.



Gambar 2.6 (a) Penyearah jembatan tanpa PFC dan (b) arus output rectifier (I_c), tegangan output rectifier (V_d), dan tegangan output kapasitor (V_c)

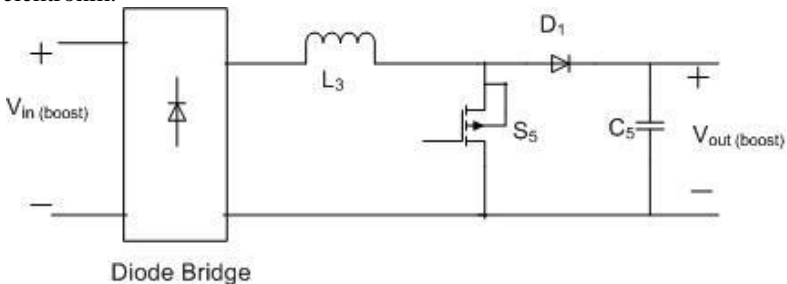
2. Active Power Factor Correction.

Active Power Factor Correction lebih kompleks dan lebih mahal untuk diimplementasikan daripada metode pasif. Metode aktif biasanya bisa mencapai faktor daya yang tinggi dan harmonisa yang rendah. Dengan menggunakan konverter *switching* frekuensi tinggi, komponen filter tambahan bisa menjadi lebih kecil daripada komponen pada frekuensi jala-jala yang ada pada metode pasif. Sehingga, *active power factor correction* bisa ditambahkan tanpa menambah berat dari ballast secara signifikan. Ada beberapa topologi yang bisa digunakan, diantaranya :

1. *Buck converter.*
2. *Buck boost converter.*
3. *Boost converter.*

Konverter yang digunakan dalam rangkaian ballast elektronik adalah konverter boost.

Konverter boost yang dapat dilihat pada Gambar 2.7 merupakan pilihan yang paling populer untuk perbaikan faktor daya pada ballast elektronik.



Gambar 2.7 Boost converter

Persyaratan dari boost konverter tegangan output harus lebih besar dari pada tegangan input. Pada kasus ballast elektronik, hal inilah yang diperlukan. Kapasitor penyimpan energi bisa menyimpan energi dengan kapasitansi yang lebih kecil pada tegangan yang lebih tinggi untuk tegangan *ripple* yang diijinkan. Selain itu, rangkaian inverter resonan membutuhkan tegangan input DC yang tinggi. Konverter boost bisa bekerja untuk mengurangi distorsi dan mendapatkan faktor daya yang tinggi pada seluruh range tegangan input namun tetap memperhatikan kekuatan *switch*.. Tatkala konverter boost dioperasikan pada mode CCM (*Continuous Current Mode*), arus induktor tidak terpotong dan tambahan filternya menjadi mudah. Referensi *switch* aktif

adalah ground dan *switch* ini mudah untuk diaktifkan. Konverter boost bisa dioperasikan pada mode DCM (*Discontinuous Current Mode*) namun membutuhkan biaya yang lebih untuk filter EMI input. Saat operasi mode *discontinuous*, arus induktor mencapai nol pada setiap periode *switching*-nya. Diode bisa melalui proses *reverse* selama waktu ini dan *ultrafast recovery diode* tidak dibutuhkan lagi [7].

2.2.2 Inverter *Full Bridge* Resonan Paralel

Inverter merupakan alat yang digunakan untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC. Pada ballast elektronik, inverter digunakan untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC dengan frekuensi yang tinggi. Inverter ini memiliki 2 topologi yaitu :

1. Topologi *half bridge*.
2. Topologi *full bridge*.

Topologi yang digunakan untuk ballast elektronik adalah topologi *full bridge*. Topologi ini terdiri dari 4 *switch* yang 2 *switch* dihubungkan seri, dihubungkan paralel dengan 2 *switch* yang lain. Satu kapasitor yang digunakan sudah cukup untuk topologi ini. Rangkaian inverter *full bridge* bisa dilihat pada Gambar 2.8.

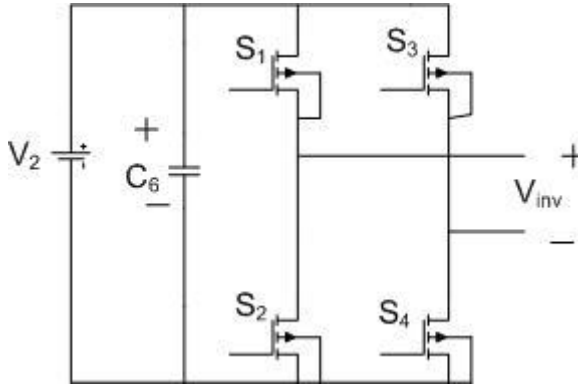
Antara *switch* S_1 dengan S_4 yang lainnya bekerja bersamaan. Begitu juga antara S_2 dengan S_3 . Namun antara *switch* S_1 dengan S_2 dan antara S_3 dengan S_4 bekerja secara bergantian. Begitu pula antara S_1 dengan S_3 dan S_2 dengan S_4 . Nilai puncak dari output dari topologi ini adalah sama dengan nilai input inverter.

Strategi *switching* yang digunakan untuk inverter *full bridge* adalah *squarewave switching*.

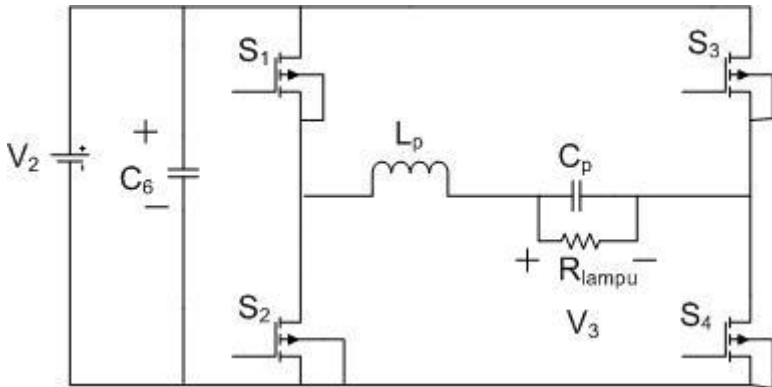
Untuk mendapatkan sinyal sinusoidal dalam frekuensi tinggi, ada topologi tambahan yang diperlukan setelah keluaran inverter yaitu topologi resonan. Topologi resonan ini sebenarnya merupakan filter dari keluaran inverter sehingga keluaran yang diteruskan adalah sinyal sinusoidal frekuensi tinggi sesuai dengan desain yang diinginkan. Inverter resonan ini memiliki beberapa topologi diantaranya :

1. *Series Loaded Resonant* (SLR) inverter
2. *Parallel Loaded Resonant* (PLR) inverter
3. *Series Parallel Loaded Resonant* (SPLR) inverter

Rangkaian inverter resonan yang dipilih adalah inverter resonan paralel. Pada rangkaian ini, output inverter dihubungkan dengan rangkaian resonan paralel sebagaimana terlihat pada Gambar 2.9. Rangkaian resonan paralel terdiri dari beban dihubungkan paralel dengan kapasitor kemudian dihubungkan seri dengan induktor.



Gambar 2.8 Inverter *full bridge*



Gambar 2.9 Topologi inverter PLR

Fungsi alih dari topologi inverter ini adalah [6]

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + (\frac{\omega}{\omega_0}Q)^2}} \quad (2.1)$$

Dimana $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$ (2.2)

dan $Q = R_{lampu}/(\omega_0 L_p)$ (2.3)

ω = frekuensi kerja (rad/s).

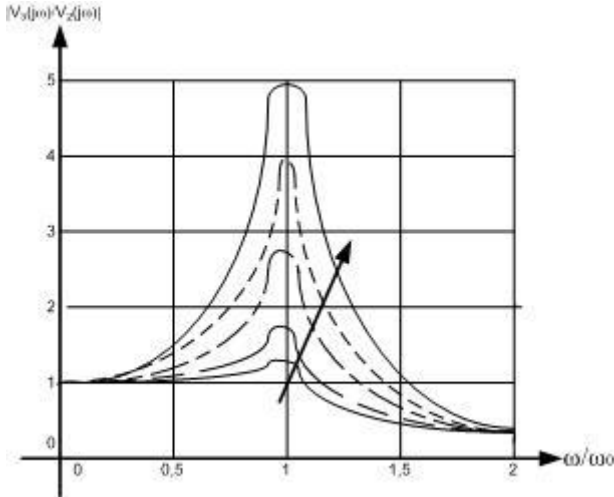
L_p = Induktor resonan paralel (H)

C_p = Kapasitor resonan paralel (F)

R_{lampu} = Beban lampu (ohm)

ω_0 = frekuensi resonansi (rad/s).

Fungsi Alih inverter resonan paralel diplot pada Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Karakteristik frekuensi dari topologi inverter PLR. Kurva diatas untuk nilai $Q = 1 - 5$. Arah tanda panah menunjukkan bertambahnya nilai Q .

Dari grafik pada Gambar 2.10, bisa ditarik kesimpulan bahwa semakin besar nilai Q , saat nilai frekuensi kerja mendekati frekuensi resonansi, penguatan tegangan output terhadap tegangan input semakin besar. Ini adalah alasan rangkaian paralel resonan inverter dipilih. Hal ini bisa memudahkan *starting* lampu HPS sesuai dengan karakteristik lampu HPS yaitu tatkala lampu mati, resistansinya besar dan tatkala lampu hidup, resistansinya menjadi lebih kecil. Hal ini dikarenakan tatkala nilai L_p dan ω_0 tetap maka nilai Q tergantung besarnya nilai R_{lampu} .

2.2.2.1 Frekuensi Resonansi dan Frekuensi Kerja

Resonansi adalah suatu keadaan pada frekuensi tertentu yang menyebabkan nilai imajiner dari suatu tahanan rangkaian menjadi nol. Sehingga, tatkala pada rangkaian inverter PLR terjadi resonansi, maka

L_p dan C_p pada rangkaian tersebut akan menjadi *short*. Hal ini dihindari dalam ballast elektronik karena akan menyebabkan *short circuit*. Oleh karena itu, nilai frekuensi kerja yang digunakan sedekat mungkin dengan nilai frekuensi resonansi. Manfaatnya adalah penguatannya lebih besar dan tidak terjadi *short circuit*.

Frekuensi kerja dari inverter harus tinggi untuk mendapatkan keuntungan ukuran dan berat yang lebih kecil dari elemen resonan yang digunakan untuk menstabilkan *discharge*. Biasanya, frekuensi kerja harus lebih dari 20 kHz untuk mencegah frekuensi suara yang bisa didengar manusia yang dapat menghasilkan *noise* yang mengganggu [8]. Namun, semakin tinggi frekuensi kerja yang dioperasikan, semakin besar daya *losses* dari *switching*. Frekuensi kerja pada prakteknya dibatasi sampai sekitar 100 kHz ketika memakai MOSFET [8]. Frekuensi kerja hendaknya tidak dioperasikan pada range frekuensi 30 – 40 kHz [8]. Hal ini dikarenakan frekuensi tersebut digunakan untuk remote control IR dan bisa menghasilkan beberapa macam gangguan.

Hal yang perlu dijaui dari frekuensi kerja adalah frekuensi yang menyebabkan resonansi akustik. Saat terjadi resonansi akustik, operasi lampu menjadi tidak stabil [7]. Untuk mencegah hal ini, ballast elektronik biasanya harus dioperasikan pada range frekuensi yang bebas dari resonansi akustik. Range frekuensi yang bebas dari resonansi akustik adalah antara 1kHz -100 kHz [8].

Jadi, inverter harus dioperasikan pada range frekuensi di atas 20 kHz untuk menghindari resonansi akustik dan *noise* suara yang bisa didengar manusia dan dibawah 100 kHz untuk menghindari resonansi akustik. Selain itu, frekuensi kerja inverter juga harus menghindari range frekuensi 30 - 40 kHz yang merupakan range frekuensi untuk remote kontrol IR.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3

DESAIN RANGKAIAN BALLAST ELEKTRONIK LAMPU HPS MENGGUNAKAN INVERTER *FULL BRIDGE* RESONAN PARALEL

3.1 Desain Rangkaian Ballast Elektronik

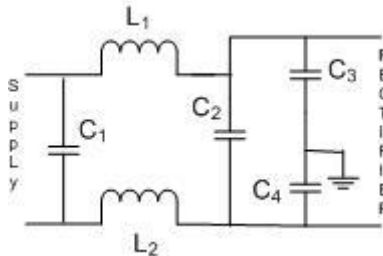
Rangkaian ballast elektronik terdiri dari beberapa rangkaian, diantaranya :

1. Rangkaian EMI filter
2. Rangkaian perbaikan faktor daya (*power factor correction*)
3. Rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel

3..1.1 Desain Rangkaian EMI Filter

Sebagaimana yang telah diketahui sebelumnya, bahwa EMI filter bisa digunakan untuk mengurangi interferensi EMI yang ke dalam suatu alat. Pada rangkaian ballast kali ini, EMI filter yang digunakan terdiri dari komponen pasif.

Rangkaian EMI filter bisa dilihat pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Rangkaian EMI filter

Pada Gambar 3.1, EMI filter yang digunakan merupakan kombinasi dari kapasitor yang dihubungkan paralel dan induktor yang dihubungkan seri. EMI filter digunakan untuk memblokir aliran sinyal frekuensi tinggi. Hal ini dilakukan dengan menghubungkan ke ground. Fungsi dari EMI filter adalah untuk mengurangi kekuatan sinyal yang tidak dibutuhkan dan memberi efek sedikit pada komponen yang lain.

Spesifikasi dari komponen EMI filter sebagaimana terlihat pada tabel berikut.

Tabel 3.1 Parameter komponen EMI filter [2]

Parameter komponen EMI filter	Nilai
C1 & C2	330 nF
C3 & C4	2200 nF
L1 & L2	1μH

Keluaran EMI filter dimasukkan ke penyearah untuk mendapatkan tegangan DC.

3.1.2 Desain Rangkaian Inverter *Full Bridge* Resonan Paralel

Pada bab 2.2 sebelumnya rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel sebenarnya dipasang setelah rangkaian konverter boost dan rangkaian konverter buck. Namun, dalam mendesain konverter buck, tegangan output konverter buck yang merupakan tegangan input inverter, harus diketahui. Oleh karena itu pembahasan tentang desain rangkaian inverter *full bridge* harus didahulukan.

Rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel terdiri dari induktor, kapasitor, beban dan *switch*. *Switch* yang dipakai adalah MOSFET IRFP 460. Rangkaian inverter *full bridge* bisa dilihat pada Gambar 2.7.

Desain induktor, kapasitor, dan tegangan input dijelaskan pada subbab setelahnya. Sebelum masuk pada bab setelahnya, frekuensi kerja dan frekuensi resonansi dapat ditentukan dahulu. Frekuensi kerja merupakan frekuensi switching MOSFET yang diimplementasikan. Frekuensi resonansi adalah frekuensi yang menyebabkan hilangnya faktor impedansi imajiner dari rangkaian. Pada desain rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel, frekuensi resonansi ditentukan 20 kHz, dan frekuensi kerja ditentukan mendekati frekuensi resonansi untuk mendapatkan penguatan tegangan yang besar pada saat *starting* lampu. Frekuensi kerja yang digunakan adalah 21kHz.

3.1.2.1 Penentuan Nilai Induktor Resonan Paralel (L_p)

Induktor didapat dari rumus,

$$Q = \frac{R_{\text{lampu}}}{\omega_0 L_p} \quad (3.1)$$

Keterangan :

Q = faktor kualitas

R_{lampu} = beban lampu (ohm)

L_p = induktor resonan paralel (H)

ω_0 = frekuensi resonansi inverter resonan paralel (rad/s)

Nilai beban dapat dihitung melalui kuadrat dari tegangan output lampu dibagi daya output.

$$R_{\text{lampu}} = \frac{V_3^2}{P_3} \quad (3.2)$$

Keterangan :

V_3 = tegangan lampu (V)

P_3 = daya lampu (W)

Tegangan output lampu berdasarkan datasheet lampu HPS 70 W adalah 90 V. Dalam menentukan nilai induktor harus diketahui nilai frekuensi resonansi, beban, dan faktor kualitas. Frekuensi resonansi direncanakan 20 kHz, dan nilai faktor kualitas Q direncanakan 1,45. Sehingga dari rumus (3.1) nilai induktor L_p didapat 634,62 μH .

3.1.2.2 Penentuan Nilai Kapasitor Resonan Paralel (C_p)

Penentuan nilai kapasitor dari rangkaian resonan paralel ditentukan melalui rumus berikut.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (3.3)$$

Keterangan :

C_p = kapasitor resonan paralel (F)

L_p = induktor resonan paralel (H)

ω_0 = frekuensi resonansi (rad/s)

Pada pembahasan subbab sebelumnya, nilai frekuensi resonansi dan induktor telah didapatkan. Sehingga, nilai kapasitor dapat dihitung melalui rumus 3.3 dan didapatkan nilai $C_p = 99,7 \text{ nF}$.

Namun dalam mengimplementasikan kapasitor, tegangan *starting* lampu harus diperhatikan. Hal ini dikarenakan berdasarkan *datasheet* lampu HPS, lampu HPS 70 W memiliki puncak tegangan pulsa sampai dengan 1,8 kV. Sehingga, kekuatan tegangan kapasitor resonan paralel dan arus yang melalui kapasitor tersebut harus diperhatikan agar kapasitor tidak rusak.

3.1.2.3 Penentuan Tegangan Input Inverter

Tegangan input inverter adalah tegangan DC. Tegangan input inverter didapatkan berdasarkan fungsi alih pada rangkaian resonan paralel. Berikut ini rumusnya.

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + (\frac{\omega}{\omega_0 Q})^2}} \quad (3.4)$$

Keterangan :

V_3 = tegangan output lampu (V)

V_2 = tegangan input inverter (V)

ω = frekuensi kerja (rad/s)

ω_0 = frekuensi resonansi (rad/s)

Q = faktor kualitas

Perlu diingat, nilai hasil tegangan input dari rumus 3.4, masih dalam bentuk rms. Untuk menjadikan tegangan DC, berlaku rumus berikut.

$$V_{inv}(\text{rms}) = \frac{4V_2}{\pi\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

Keterangan :

V_2 = tegangan input inverter (V)

$V_{inv}(\text{rms})$ = tegangan output rms inverter *full bridge* (V)

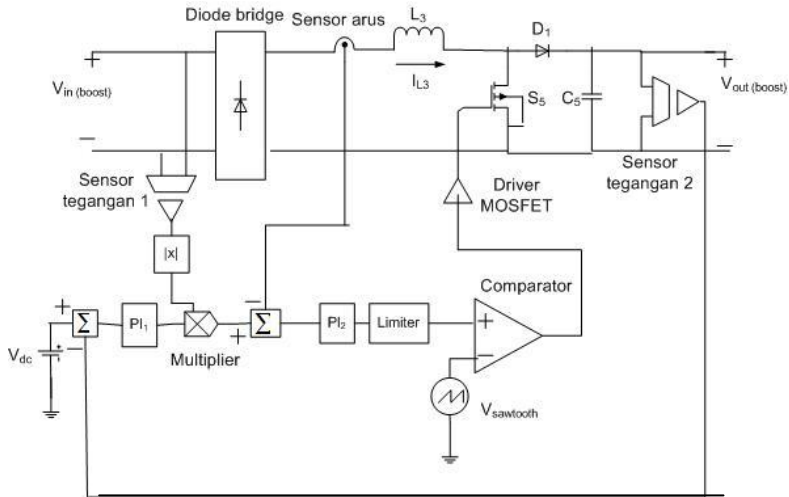
Pada subbab sebelumnya, nilai tegangan output lampu, faktor kualitas, frekuensi kerja dan frekuensi resonansi telah didapat. Sehingga didapatkan nilai tegangan input 73.1 V.

3.1.3 Rangkaian *Power Factor Correction*

Pada rangkaian ini, rangkaian yang digunakan adalah konverter boost. Untuk mengaplikasikan rangkaian *power factor correction*, tegangan dan arus harus dikontrol untuk mendapatkan tegangan output yang konstan dan faktor daya yang tinggi.

Rangkaian boost PFC yang digunakan bisa dilihat pada Gambar 3.2. Rangkaian boost PFC ini merupakan rangkaian yang telah disimulasikan pada tugas akhir sebelumnya [9]. Pada tegangan output diumpun balik menuju set point kemudian dibandingkan dengan set point. Error yang dihasilkan masukkan ke kontroler PI. Keluaran PI 1 dikalikan dengan output sensor tegangan input yang telah disearahkan. Hasil output perkalian sinyal dibandingkan dengan output sensor arus. Error yang dihasilkan dimasukkan ke kontroler PI 2. Hasil output PI

masuk ke limiter untuk dibatasi nilainya. Keluaran limiter dibuat sinyal PWM untuk mengaktifkan MOSFET.

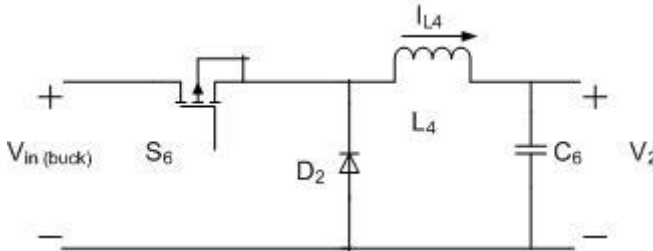


Gambar 3.2 Rangkaian boost PFC

Untuk desain konverter boost PFC, gain sensor yang digunakan untuk sensor tegangan input dan tegangan output adalah 0,01. Sedangkan nilai gain untuk sensor arus adalah 0,6. Karena direncanakan tegangan output 400 V, maka set point dipilih 4 V. Hal ini didapat dari gain sensor dikali tegangan output.

Gain kontroler PI 1 direncanakan 0,05 dan time konstan nya 0,07 sedangkan gain kontroler PI 2 direncanakan 100 dan time konstan nya 0,0001.

Namun untuk menghasilkan tegangan sesuai dengan desain input inverter yang diinginkan, maka konverter buck dibutuhkan untuk menurunkan tegangan sehingga menghasilkan tegangan output yang sesuai dengan desain tegangan input inverter. Pada rangkaian konverter buck, PWM yang dihasilkan dibuat tetap. Rangkaian konverter buck bisa dilihat pada Gambar 3.3.



Gambar 3.3 Rangkaian konverter buck

3.1.3.1 Penentuan Nilai Induktor Konverter Boost dan Konverter Buck

Induktor yang digunakan dalam rangkaian ini ada 2 buah, yaitu untuk rangkaian konverter boost dan konverter buck. Untuk penentuan nilai induktor dari konverter boost didapat dari rumus 3.6 [9].

$$L_{3(\min)} = \frac{V_{\text{out (boost)}} \cdot T_{\text{boost}}}{4\Delta I_{L3}} \quad (3.6)$$

Dimana :

$L_{3(\min)}$ = nilai Induktor boost (L_3) minimal (H)

$V_{\text{out (boost)}}$ = Tegangan output kapasitor boost (V)

ΔI_{L3} = ripple arus input konverter boost (A)

T_{boost} = periode switching konverter boost (s)

Dengan diketahui tegangan output konverter boost 400V, frekuensi switching 50 kHz, dan ripple arus input direncanakan 20 % dengan arus input 0.354 A yang didapat dari pembagian daya output rectifier 70 W dengan tegangan DC hasil penyearah 198 V maka didapatkan nilai induktor induktor konverter boost minimal

$$L_{3(\min)} = 28,25 \text{ mH.}$$

Untuk penentuan nilai induktor dari konverter buck didapat dari rumus 3.7 [10].

$$L_{4(\min)} = \frac{V_{\text{in (buck)}} D_{\text{buck}} (1 - D_{\text{buck}})}{\Delta I_{L4} f_{\text{buck}}} \quad (3.7)$$

$$V_{\text{in (buck)}} = V_{\text{out (boost)}} \quad (3.8)$$

Keterangan :

$L_{4(\min)}$ = Nilai induktor buck (L_4) minimal (H)

D_{buck} = duty cycle switching konverter buck (%)

ΔI_{L4} = ripple arus output (A)

f_{buck} = frekuensi switching konverter buck (Hz)

$V_{\text{in (buck)}}$ = tegangan input konverter buck (V)

Jika diketahui tegangan input konverter buck 400 V dan tegangan output konverter buck 73,1 V, maka duty cycle didapat duty cycle 18,275 %.

Dengan diketahui nilai frekuensi switching konverter buck 50 kHz, ripple arus direncanakan 20 % dengan arus output konverter buck (I_2) 0,96 A yang didapat dari pembagian antara daya output 70 W dan tegangan output konverter buck, maka nilai induktornya didapat

$$L_{4(\text{min})} = 6,22 \text{ mH.}$$

Dari desain diatas, nilai induktor yang digunakan untuk konverter boost adalah 30 mH. Sedangkan induktor untuk konverter buck adalah 7 mH.

3.1.3.2 Penentuan Nilai Kapasitor Konverter Boost dan Konverter Buck

Kapasitor yang digunakan dalam rangkaian ini ada 2 buah, yaitu untuk rangkaian konverter boost dan konverter buck. Untuk penentuan nilai kapasitor dari konverter boost didapat dari rumus 3.9 [9].

$$C_{5(\text{min})} = \frac{V_{\text{out (boost)}} \cdot T_{\text{boost}}}{2R_{\text{boost}} \Delta V_{\text{out (boost)}}} \quad (3.9)$$

Dimana :

$C_{5(\text{min})}$ = nilai kapasitor boost (C_5) minimal (F)

$V_{\text{out (boost)}}$ = Tegangan output kapasitor boost (V)

$\Delta V_{\text{out (boost)}}$ = ripple tegangan output konverter boost (V)

T_{boost} = periode *switching* konverter boost (s)

R_{boost} = beban konverter boost (ohm)

Nilai R_{boost} didapat dari tegangan output konverter boost kuadrat dibagi daya output konverter boost.

Dengan diketahui tegangan output konverter boost 400V, frekuensi switching 50 kHz, ripple tegangan output direncanakan 0,1%, daya output direncanakan 70 W, maka nilai kapasitor didapatkan,

$$C_{5(\text{min})} = 4,38 \mu\text{F.}$$

Untuk penentuan nilai kapasitor dari konverter buck didapat dari rumus 3.10 [10].

$$C_{6(\text{min})} = \frac{\Delta I_{L4}}{8 \cdot \Delta V_2 \cdot f_{\text{buck}}} \quad (3.10)$$

$C_{6(\text{min})}$ = Nilai kapasitor buck (C_6) minimal (F)

ΔV_2	= ripple tegangan output konverter buck (V)
ΔI_{L4}	= ripple arus output konverter buck (A)
f_{buck}	= frekuensi (Hz)

Dengan diketahui tegangan output konverter buck 73,1 V, tegangan input konverter buck 400 V frekuensi switching 50 kHz, ripple tegangan output direncanakan 0,1%, ripple arus output direncanakan 20%, arus output konverter buck 0,96 A, maka nilai kapasitornya didapat $C_{6(\min)} = 6,57 \mu\text{F}$.

Dari desain diatas, nilai kapasitor yang digunakan untuk konverter boost adalah 500 μF . Sedangkan kapasitor untuk konverter buck adalah 100 μF .

3.2 Strategi *Switching* Rangkaian Ballast Elektronik

Dalam mengontrol switch pada masing-masing rangkaian, strategi kontrol switch berupa PWM (*Pulse Width Modulation*) harus diatur supaya mendapatkan hasil yang diinginkan. Pada rangkaian ballast elektronik, ada beberapa rangkaian yang perlu diberi strategi kontrol PWM agar mendapatkan tegangan output yang memuaskan namun dengan faktor daya input yang bagus. Di antara rangkaian yang harus diberi strategi switching adalah

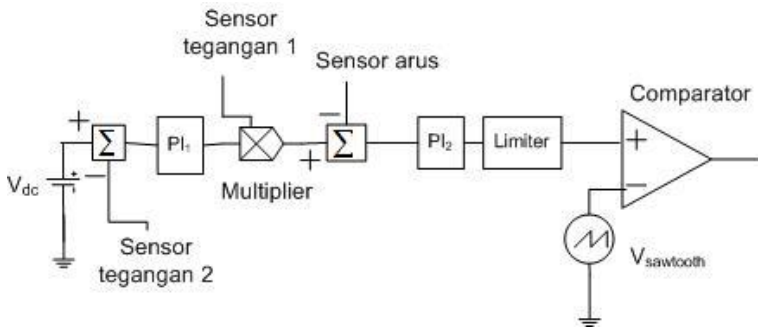
1. Rangkaian boost PFC
2. Rangkaian buck
3. Rangkaian inverter *full bridge*

3.2.1 Strategi *Switching* pada Rangkaian *Power Factor Correction* dan Konverter Buck.

Kontroler PI dibutuhkan dalam rangkaian rangkaian power factor Correction. Hal ini dikarenakan, tegangan ouput yang dihasilkan memiliki ripple sedikit namun faktor daya input menjadi bagus.

Sebagaimana Gambar 3.4, kontroller PI yang dibutuhkan ada 2. Adapun spesifikasi untuk tegangan segitiga yang digunakan dalam simulasi, spesifikasi PI bisa dilihat pada Tabel 3.2.

Rangkaian pada ballast elektronik setelah PFC adalah konverter buck. Strategi switching untuk konverter buck adalah single PWM. Single PWM adalah sinyal PWM yang memiliki 1 pulsa pada setiap periodenya. Sinyal kontrol PWM pada konverter buck digunakan untuk menurunkan tegangan output konverter boost 400 V menjadi tegangan input inverter 73,1 V.



Gambar 3.4 Skema kontroler konverter boost

Tabel 3.2 Parameter kontroler dan tegangan segitiga untuk konverter boost PFC

Parameter	Nilai
Tegangan peak-peak tegangan segitiga	1 V
Frekuensi tegangan segitiga	50 kHz
Duty cycle tegangan segitiga	0,5
Time konstan PI 1	0,07
Gain PI 1	0,05
Time konstan PI 2	0,0001
Gain PI 2	100

Sehingga berdasarkan rumus *duty cycle*

$$D_{\text{buck}} = \frac{V_2}{V_{\text{out (boost)}}} \quad (3.11)$$

, maka didapat nilai *duty cycle* 18,275 %. Frekuensi kerja yang dibutuhkan dalam sinyal kontrol ini adalah 50 kHz.

3.2.2 Strategi *Switching* pada Rangkaian Inverter *Full Bridge* Resonan Paralel

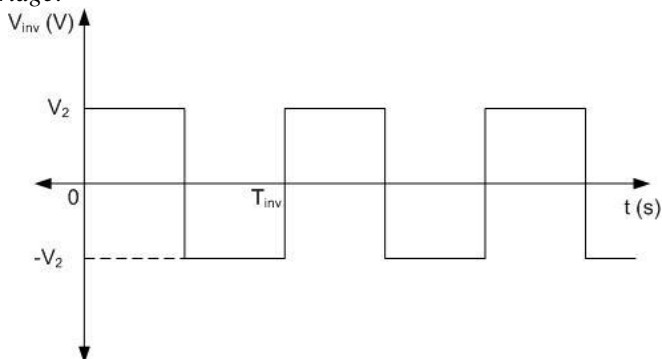
Tegangan keluaran konverter buck merupakan tegangan input inverter. Tegangan yang dihasilkan dari output inverter sebelum masuk ke rangkaian resonan paralel adalah tegangan AC berbentuk kotak. Oleh

karena itu, strategi *switching* yang digunakan adalah *square wave switching* dengan *duty cycle* masing-masing 50%.

Sebagaimana Gambar 2.6, untuk mendapatkan tegangan sinyal kotak, *switch* S_1 dan S_4 harus bekerja secara bersamaan untuk. Begitu pula *switch* S_2 dan S_3 juga bekerja bersamaan. *Duty cycle* untuk *switch* S_1 dan S_4 adalah 50%. Demikian pula *duty cycle* untuk *switch* S_2 dan S_3 juga 50%. Namun saat S_1 dan S_4 bekerja, S_2 dan S_3 harus mati agar tidak terjadi *short circuit*, begitu pula sebaliknya. Sehingga dengan operasi *switch* di atas terbentuklah sinyal kotak. Frekuensi yang dioperasikan untuk *switch* adalah 21 kHz sebagaimana desain inverter *full bridge* resonan paralel pada subbab sebelumnya.

Namun dalam mengimplementasikan ke alat, transien gelombang sinyal kontrol PWM harus diperhatikan. Sehingga tatkala diimplementasikan ke alat, *duty cycle* dari masing masing switch dikurangi. Hal ini dilakukan untuk menghindari terjadinya hubungan singkat.

Gambar 3.5 menunjukkan hasil tegangan output dari inverter *full bridge*.



Gambar 3.5 Gelombang tegangan output inverter *full bridge*

BAB 4

HASIL UJI COBA ALAT DAN ANALISIS DATA

Bab ini akan menjelaskan hasil simulasi dan implementasi dari alat yang telah didesain dengan perhitungan yang telah dilakukan pada bab sebelumnya. Pada bab ini, data simulasi dan data implementasi dianalisa. Pada bab ini, pembahasan akan dibagi menjadi 3 subbab, yaitu :

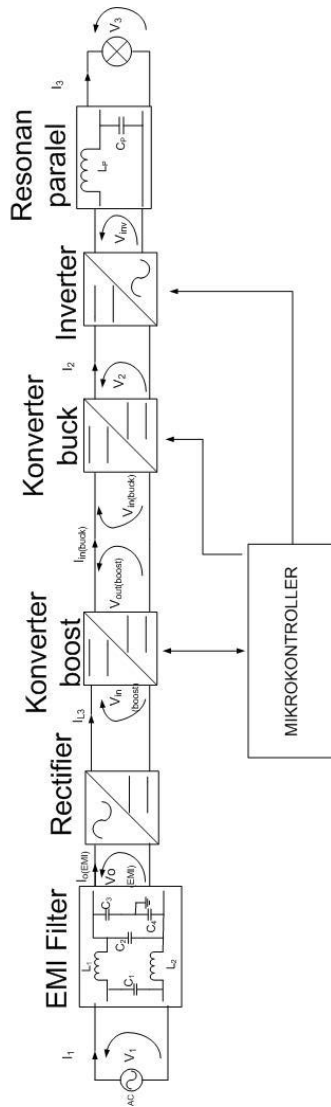
1. Pengujian rangkaian simulasi ballast elektronik dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel.
2. Pengujian sinyal PWM alat rangkaian ballast elektronik inverter *full bridge* resonan paralel.
3. Pengujian desain dan implementasi rangkaian ballast elektronik inverter *full bridge* resonan paralel.

4.1 Pengujian Rangkaian Simulasi Ballast Elektronik dengan Menggunakan Inverter *Full Bridge* Resonan Paralel

Setelah desain dilakukan, rangkaian ballast elektronik disimulasikan berdasarkan desain yang telah dilakukan pada Bab 3. Rangkaian ballast elektronik secara keseluruhan dengan menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel dapat dilihat pada Gambar 4.1.

Sebagaimana telah diketahui sebelumnya, rangkaian ballast elektronik menggunakan inverter *full bridge* resonan paralel terdiri dari beberapa rangkaian diantaranya :

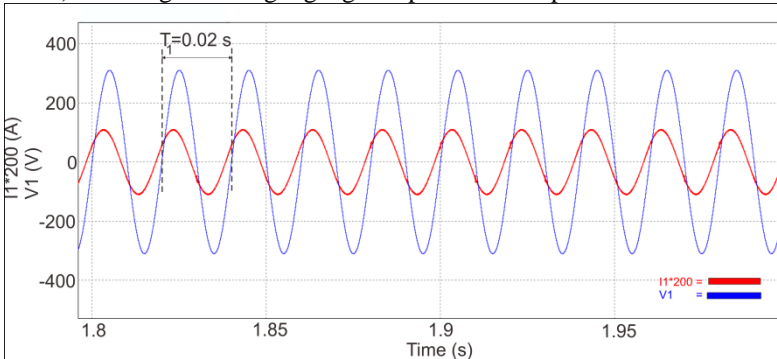
1. Rangkaian EMI filter dan penyearah
Rangkaian ini terdiri diode dan komponen-komponen pasif seperti induktor dan kapasitor.
2. Rangkaian konverter boost dengan perbaikan faktor daya
Rangkaian ini terdiri dari MOSFET, induktor, kapasitor, diode dan kontroller
3. Rangkaian konverter buck
Rangkaian ini terdiri dari MOSFET, induktor, kapasitor, dan diode.
4. Rangkaian inverter resonan paralel
Rangkaian ini terdiri dari 4 MOSFET, induktor, kapasitor dan beban.



Gambar 4.1 Rangkaian ballast elektronik secara keseluruhan

Rangkaian ballast elektronik disimulasikan dalam perangkat lunak. Hasil simulasi rangkaian ballast elektronik adalah sebagai berikut.

1) Bentuk gelombang tegangan input vs arus input



Gambar 4.2 Bentuk gelombang tegangan input (V_1) vs arus input (I_1)

Dari data hasil simulasi pada Gambar 4.2, ada beberapa data yang bisa diambil. Nilai faktor daya yang didapat 0,858 lagging. Nilai THD arus yang didapat 2,02%. Daya aktif input jala-jala didapat 72,45 W. Tegangan rmsnya 219,5 V. Frekuensi dari sumber tegangan adalah 50 Hz. Berdasarkan data [1], faktor daya yang dihasilkan oleh ballast magnetik sebesar 0,833. Ini menunjukkan terjadi peningkatan sebesar 3%. Sedangkan THD yang dihasilkan ballast magnetik sebesar 29,3%. Ini menunjukkan adanya penurunan THD sebesar 93,1 %.

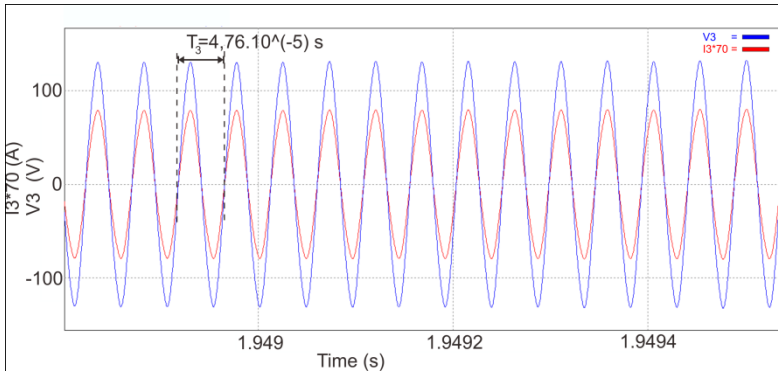
2) Bentuk gelombang tegangan lampu vs arus lampu

Dari Gambar 4.3, data-data yang didapat adalah sebagai berikut. $V_3(\text{rms}) = 91,12 \text{ V}$ dan $I_3(\text{rms}) = 0,788 \text{ A}$. Frekuensi dari gelombang arus dan tegangan lampu adalah 21 kHz.

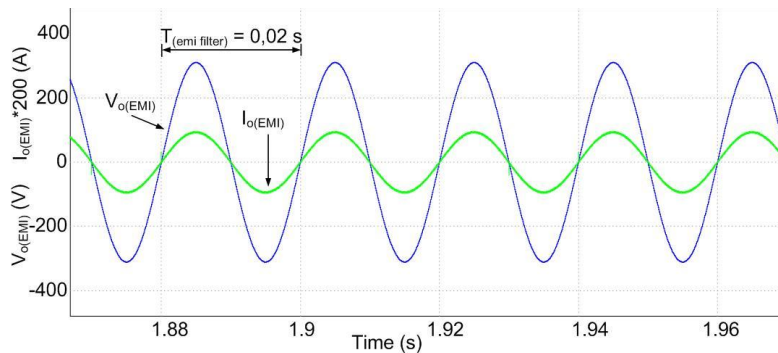
Gambar 4.3 menunjukkan bahwa tatkala lampu HPS dioperasikan pada frekuensi tinggi, maka lampu HPS bisa dimodelkan dengan resistor. Hal ini dikarenakan Gambar 4.3 menunjukkan tegangan dan arus output sefasa

3) Bentuk gelombang output EMI filter

Dari Gambar 4.4, data-data yang didapat adalah sebagai berikut. $V_{o(\text{EMI})} = 196,1 \text{ V}$, $I_{o(\text{EMI})} = 0,33 \text{ A}$. Frekuensi dari gelombang arus dan tegangan output EMI filter adalah 50 Hz.



Gambar 4.3 Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) vs arus lampu (I_3)



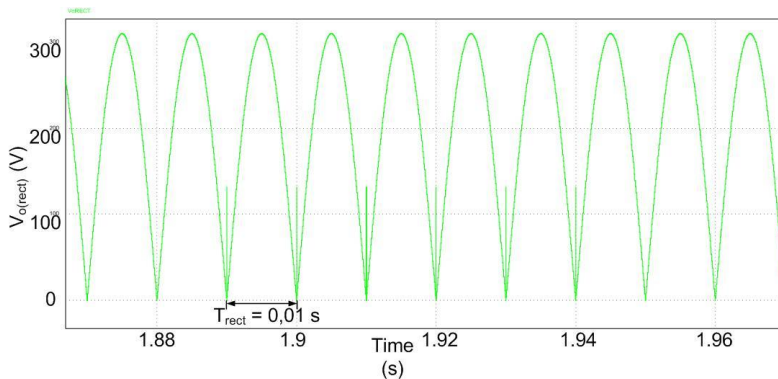
Gambar 4.4 Bentuk gelombang tegangan output vs arus output EMI filter.

Nilai faktor daya yang didapat 0,999 lagging. Nilai THD arus yang didapat 1,54%.

Gambar 4.4 menunjukkan bahwa tatkala ballast elektronik disimulasikan tanpa EMI filter, faktor daya yang dihasilkan menjadi naik. Hal ini dikarenakan rangkaian EMI filter mengandung nilai kapasitor dan induktor yang dapat mengurangi faktor daya. Adapun THD arus tidak berubah secara signifikan.

4) Bentuk Gelombang output rectifier

Dari Gambar 4.5, data-data yang didapat adalah sebagai berikut.
 $V_{o(rect)} = 196,1$ V. Frekuensi dari gelombang tegangan output rectifier adalah 100 Hz.



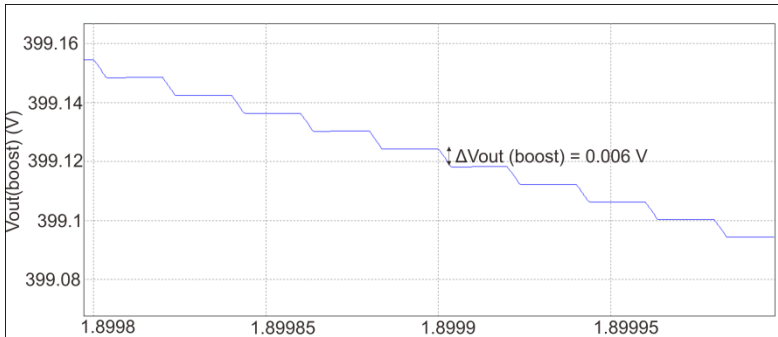
Gambar 4.5 Bentuk gelombang tegangan output rectifier ($V_{o(\text{rect})}$).

- 5) Bentuk gelombang tegangan output konverter boost serta arus induktor pada konverter boost

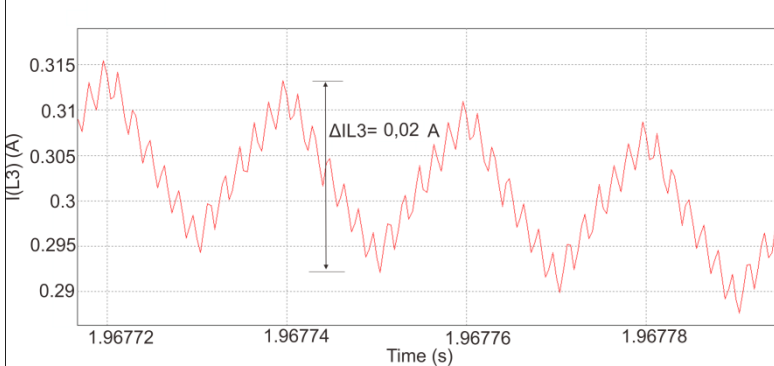
Dari Gambar 4.6 dan Gambar 4.7, ada beberapa data yang bisa diambil. Tegangan output konverter boost memiliki nilai rata-rata 399,1 V. Arus induktor boost memiliki nilai rata-rata 0,3 A. Apabila hasil simulasi dibandingkan dengan hasil desain tegangan output konverter boost (400V) dan arus induktor konverter boost (0,354 A) maka hasilnya hampir sama dan bedanya tidak terlalu jauh.

Ripple tegangan konverter boost memiliki nilai 0,006 V. Nilai desain ripple tegangan kapasitor boost direncanakan 0,1 % dari tegangan output konverter boost yaitu 0,4 V Apabila nilai desain ripple tegangan kapasitor konverter boost dibandingkan dengan hasil simulasi maka nilai ripple arus induktor konverter boost hasil simulasi lebih kecil dibandingkan dengan nilai ripple tegangan kapasitor hasil desain. Hal ini dikarenakan nilai kapasitor pada simulasi dinaikkan dari desain minimal..

Ripple arus induktor konverter boost 0,02 A. Nilai desain ripple arus induktor direncanakan 20 % dari arus output konverter buck yaitu 0,0707 A Apabila nilai desain ripple arus induktor konverter boost dibandingkan dengan hasil simulasi maka nilai ripple arus induktor konverter boost hasil simulasi lebih kecil dibandingkan dengan nilai ripple arus induktor hasil desain. Hal ini dikarenakan nilai induktor pada simulasi dinaikkan dari desain minimal.



Gambar 4.6 Bentuk gelombang tegangan output konverter boost ($V_{out(boost)}$) .



Gambar 4.7 Bentuk gelombang arus induktor konverter boost (I_{L3}).

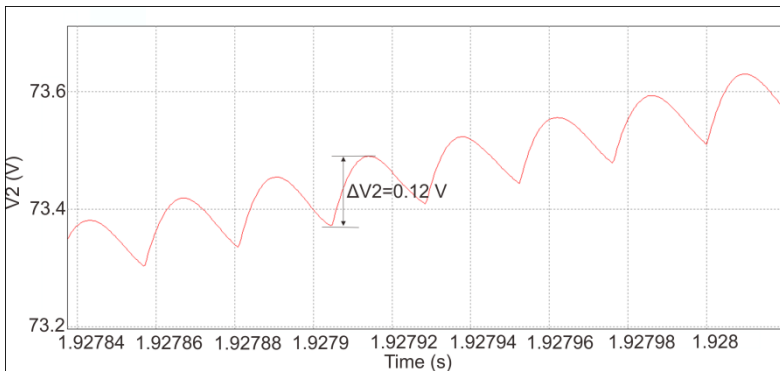
- 6) Bentuk gelombang Tegangan dan arus output konverter buck serta arus induktor pada konverter buck

Output konverter buck merupakan input inverter. Dari Gambar 4.8, Gambar 4.9, dan Gambar 4.10, ada beberapa data yang bisa diambil. Nilai arus input inverter (I_2) adalah 0,958 A. Tegangan input inverter (V_2) adalah 73,5 V. Arus induktor konverter buck memiliki rata-rata 0,951 A.

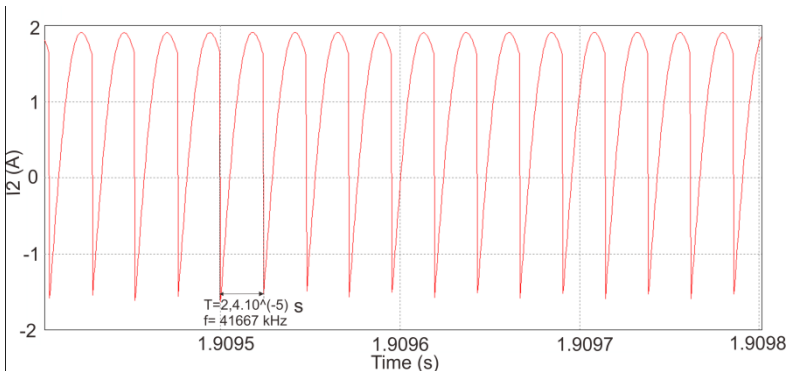
Ripple tegangan input inverter sekitar 0,12 V. Nilai desain ripple tegangan input inverter direncanakan 0,1% dari tegangan output kapasitor konverter buck, yaitu 0,0731 V. Apabila nilai hasil desain ripple tegangan output buck konverter dibandingkan dengan hasil simulasi maka nilai ripple tegangan output hasil simulasi lebih besar

daripada hasil desain namun tidak terlalu jauh. Hal ini karena pengaruh inverter.

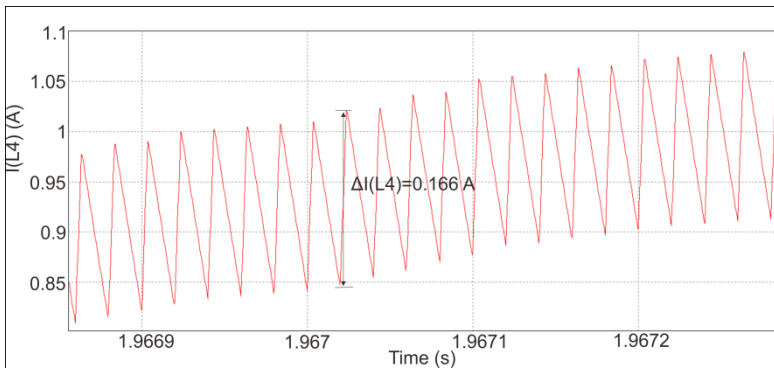
Besar ripple arus induktor adalah 0,166 A. Nilai desain ripple arus induktor direncanakan 20 % dari arus output konverter buck yaitu 0,192 A Apabila nilai desain ripple induktor konverter buck dibandingkan dengan hasil simulasi maka nilai ripple arus induktor konverter buck hasil simulasi lebih kecil dibandingkan dengan nilai ripple arus induktor hasil desain. Hal ini dikarenakan nilai induktor pada simulasi dinaikkan.



Gambar 4.8 Bentuk gelombang tegangan input inverter (V_2)



Gambar 4.9 Bentuk gelombang arus input inverter (I_2)

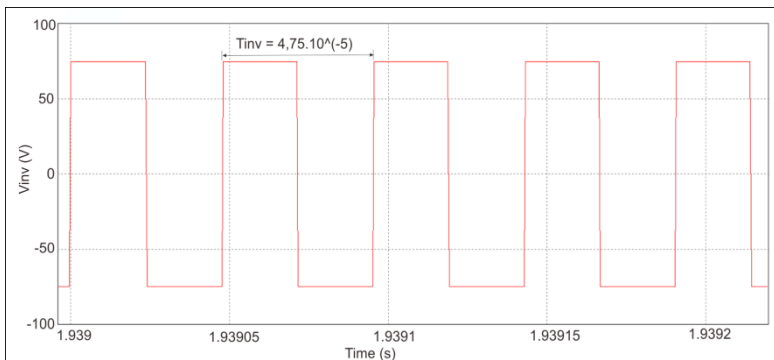


Gambar 4.10 Bentuk gelombang arus induktor konverter buck (I_{L4})

Frekuensi arus input inverter 41,67 kHz. Hal ini dikarenakan frekuensi kerja dari inverter adalah 21 kHz. Sehingga frekuensi arus input sama dengan dua kali frekuensi kerja. Frekuensi arus input inverter terlihat hampir sama dengan 2 kali frekuensi kerja inverter

7) Bentuk gelombang tegangan output pada inverter

Bentuk gelombang tegangan output pada inverter bisa dilihat pada Gambar 4.11. Nilai tegangan rms 74,65 V. dengan tegangan puncak 74,7 V. Frekuensi kerja switching yaitu 21kHz. Tegangan puncak lebih dari desain tegangan input inverter yaitu 73,1V karena tegangan input inverter tidak konstan di tegangan 73,1 V



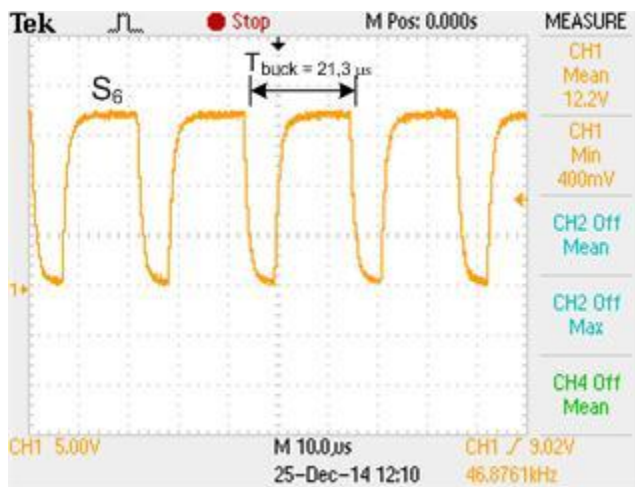
Gambar 4.11 Bentuk gelombang tegangan output inverter (V_{inv})

4.2 Pengujian Sinyal Pulse Width Modulation (PWM) Alat Rangkaian Ballast Elektronik Inverter Full Bridge Resonan Paralel.

Sebelum masuk pembahasan, bagian yang diimplementasikan adalah konverter buck dengan inverter *full bridge* resonan paralel. Untuk mengontrol MOSFET, sinyal PWM dengan tegangan tertentu diperlukan. Keluaran mikrokontroler yang merupakan sumber sinyal PWM memiliki tegangan keluaran maksimal 5 V. Oleh karena itu, rangkaian penguat tegangan berupa *optocoupler* diperlukan. Tegangan catu daya yang diberikan untuk *optocoupler* adalah 18 V. Berikut ini hasil implementasi sinyal PWM yang digunakan setelah masuk rangkaian *optocoupler*.

- 1) Sinyal PWM pada rangkaian konverter buck.

Gambar 4.12 menunjukkan bahwa *duty cycle* sinyal PWM untuk konverter buck adalah sekitar 0,7.

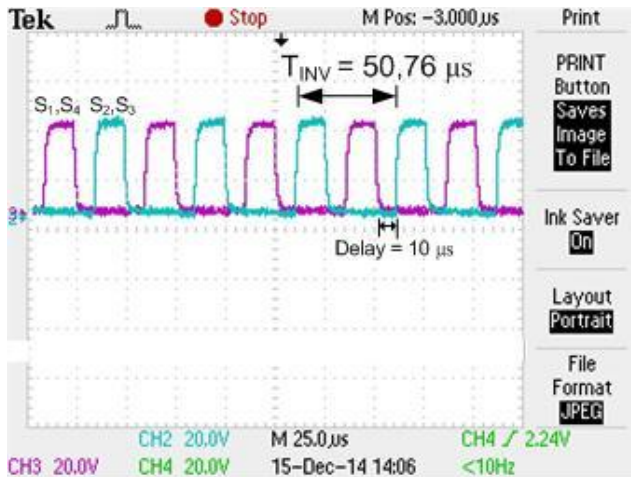


Gambar 4.12 Gelombang sinyal PWM untuk konverter buck

- 2) Sinyal PWM pada rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel.

Gambar 4.13 merupakan gelombang sinyal PWM untuk inverter *full bridge* setelah masuk rangkaian *optocoupler*. Pada Gambar 4.13, sinyal PWM dibuat bekerja bergantian untuk mendapatkan sinyal

tegangan kotak. Antara 2 sinyal itu dari mikrokontroler ATMEGA 16 diset delay sebesar 10 μs . Hal ini bertujuan agar antara satu MOSFET dengan MOSFET di bawahnya tidak hidup secara bersamaan sehingga terjadi *short circuit*.



Gambar 4.13 Gelombang sinyal PWM untuk inverter *full bridge*

Sinyal PWM pada Gambar 4.13 kemudian dimasukkan ke dalam rangkaian inverter *full bridge*. Frekuensi sinyal PWM pada Gambar 4.13 sekitar 19,7 kHz.

4.3 Pengujian Desain dan Implementasi Rangkaian Ballast Elektronik Inverter *Full Bridge* Resonan Paralel

Pengujian implementasi rangkaian ballast elektronik inverter *full bridge* dibagi menjadi 2 yaitu tatkala rangkaian ballast elektronik tanpa konverter buck dan rangkaian ballast elektronik tatkala diberi rangkaian konverter buck. Sumber tegangan yang diberikan adalah sumber tegangan DC.

4.3.1 Rangkaian Ballast Elektronik tanpa Konverter Buck

Pada implementasi ini, ballast elektronik hanya terdiri dari inverter *full bridge* resonan paralel. Komponen yang digunakan adalah mikrokontroler ATMEGA 16, 4 MOSFET, TLP250 beserta komponen

pasif tambahannya, induktor, kapasitor dan lampu. Lampu yang digunakan sebagai beban adalah lampu HPS SON I E27 70W. Berdasarkan perhitungan nilai komponen resonan paralel pada Bab 3, nilai-nilai rangkaian resonan paralel tersebut dapat diimplementasikan. Dari Bab 3, nilai komponen induktor adalah 634,62 μH . Sedangkan nilai kapasitor adalah 99,7 nF. Tentunya sangat sulit mendapatkan nilai komponen yang sesuai dengan nilai hasil perhitungan.

Dari hasil pengukuran komponen, nilai induktor didapat 638,2 μH . Nilai kapasitor didapat dengan dengan cara menghubungkan seri 10 kapasitor 1 μF dengan tegangan maksimal 400 V. Hal ini bertujuan agar kapasitor tetap kuat menahan tegangan pulsa lampu yang mencapai 1,8 kV saat *starting*. Saat kapasitor yang telah diparalel diukur, nilai kapasitor yang telah diseri adalah 103,4 nF. Frekuensi yang keluar dari mikrokontroler adalah 19,7 kHz.

Dengan berubahnya nilai komponen resonan paralel dan frekuensi kerja, parameter lain pun ikut berubah diantaranya frekuensi resonansi dan tegangan input DC. Dengan memasukkan nilai komponen yang telah terukur dalam rumus yang ada pada Bab 3, maka nilai parameter frekuensi resonansi dan tegangan input bisa diketahui.

Adapun rumus untuk menghitung nilai frekuensi resonansi adalah

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (4.1)$$

Dari rumus 4.1, frekuensi resonansi didapat 19,592 kHz. Hal ini sangat mendukung rangkaian inverter resonan paralel karena frekuensi kerja dari rangkaian inverter yang bernilai 19,7 kHz sangat dekat dengan frekuensi resonansi. Hal ini bisa bermanfaat pada *starting* lampu. Hal ini dikarenakan frekuensi kerja yang semakin dekat dengan frekuensi resonansi, semakin besar penguatannya.

Rumus untuk mendapatkan nilai tegangan input adalah sebagai berikut.

$$\frac{V_{inv}(\text{rms})}{V_2(\text{dc})} = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + (\frac{\omega}{\omega_0 Q})^2}} \times \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

Sehingga dengan rumus 4.2, nilai tegangan input DC didapat 62,28 V. Karena ada *delay* dalam pengaktifan MOSFET, maka tegangan DC yang dibutuhkan tentunya lebih tinggi daripada tanpa *delay*. Rumus untuk mendapat tegangan input adalah

$$V_{inv}(\text{rms}) = \frac{4V_2 \sin \frac{\delta}{2}}{\pi\sqrt{2}} \quad (4.3)$$

Keterangan :

δ = lebar pulsa PWM per setengah periode (radian atau derajat)

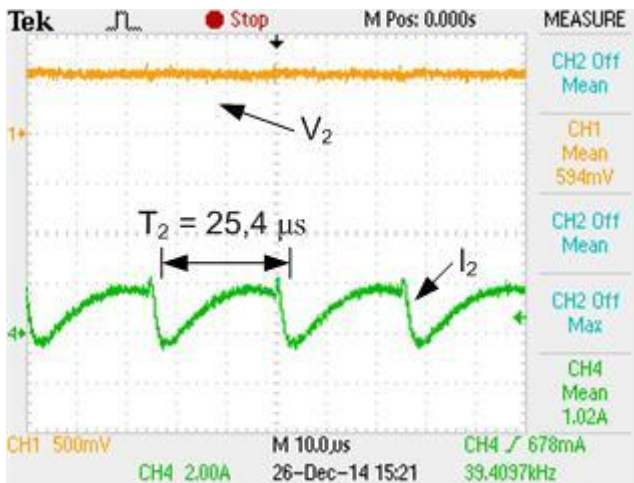
Dari rumus 4.3, tegangan input yang didapat adalah 76,98 V.

Pada *prototype*, tegangan input yang diimplementasikan kurang lebih 77 V.

Berikut ini hasil data yang didapat setelah dilakukan pengukuran terhadap tegangan dan arus baik pada sisi input maupun pada sisi output.

1. Gelombang tegangan input (V_2) vs arus input (I_2) dari inverter

Pada Gambar 4.15, CH1 merupakan tegangan input inverter (V_2) sedangkan CH4 merupakan arus input inverter (I_3). Pada Gambar 4.14, tegangan input diimplementasikan terlihat 59,4 namun saat diukur dengan voltmeter terukur sekitar 77 V. Arus input yang terukur pada osiloskop adalah 1,02 A. Hal ini terjadi mungkin dikarenakan adanya rugi-rugi pada amplifier sebelum masuk osiloskop sehingga pengukurannya menjadi kurang akurat.



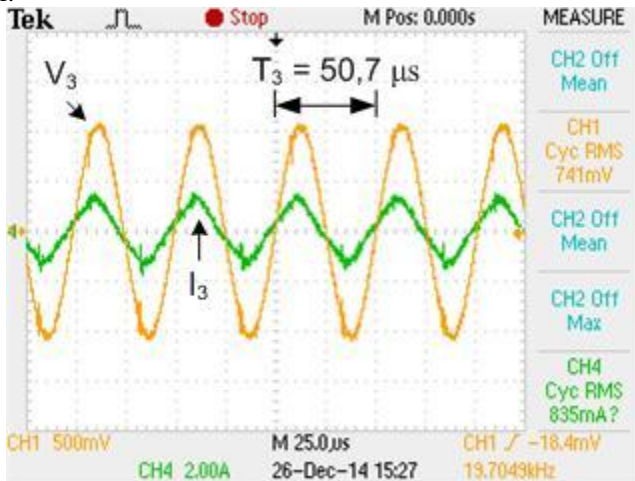
Gambar 4.14 Bentuk gelombang tegangan input (V_2) vs arus input (I_2) dari inverter

2. Gelombang tegangan lampu (V_3) vs arus lampu (I_3).

Pada Gambar 4.15, CH1 merupakan tegangan lampu sedangkan

CH4 merupakan arus lampu (I_3). Dari Gambar 4.10, nilai rms dari tegangan lampu sekitar 74,1 V, sedangkan arusnya sekitar 0,9 A.

Dengan memperhatikan nilai daya input (60,59 W) dan nilai daya output (66,69 W), maka akan terlihat nilai daya output lebih besar daripada daya input. Hal ini dikarenakan adanya arus yang bernilai negatif.



Gambar 4.15 Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) dan arus lampu (I_3)

Apabila hasil pengukuran pada simulasi dengan pada implementasi dibandingkan maka hasil pengukurannya ada perbedaan. Hal ini terjadi mungkin dikarenakan adanya rugi-rugi pada amplifier sebelum masuk osiloskop dan juga rugi-rugi pada komponen induktor dan kapasitor yang tidak ideal. Dari Gambar 4.15, ada hal yang bisa diketahui yaitu tatkala lampu HPS dioperasikan dengan frekuensi yang tinggi, maka lampu bisa dimodelkan dengan resistor, karena dari Gambar 4.15, tegangan dan arus lampu hampir sefasa.

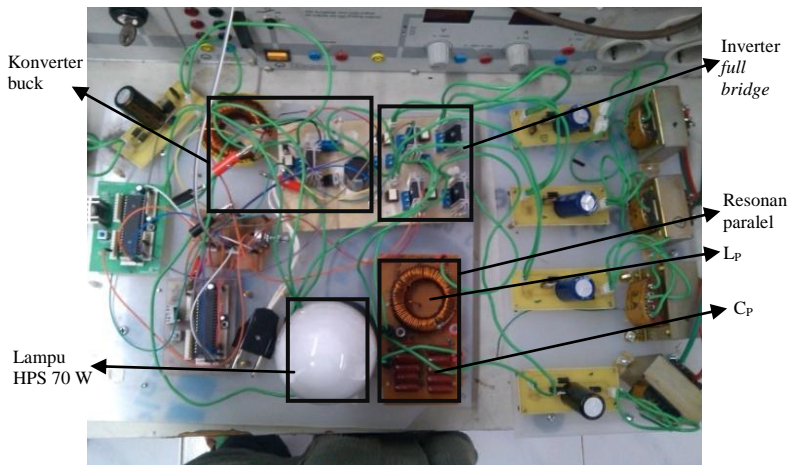
4.3.2 Rangkaian Ballast Elektronik Menggunakan Konverter Buck

Konverter buck merupakan konverter penurun tegangan DC. Pada implementasi ini, ballast elektronik terdiri dari konverter buck dan inverter *full bridge* resonan paralel. Komponen yang digunakan adalah komponen yang ada pada inverter *full bridge* resonan paralel, induktor, diode MUR 1560, dan kapasitor. Berdasarkan perhitungan nilai

komponen resonan paralel pada Bab 3, nilai-nilai rangkaian resonan paralel dan nilai induktor serta kapasitor tersebut dapat diimplementasikan. Pada Bab 3, nilai komponen induktor adalah 36 mH. Sedangkan nilai kapasitor adalah 100 μF . Tentunya sangat sulit mendapatkan nilai komponen yang sesuai dengan nilai perhitungan.

Dari hasil pengukuran komponen, nilai induktor didapat 15,946 mH. Kapasitor dengan nilai 100 μF dengan tegangan maksimal 450 V diimplementasikan pada konverter buck. Namun setelah kapasitor diukur, nilainya kurang lebih 90 μF . Sebagaimana yang telah diketahui sebelumnya, bahwa duty cycle yang digunakan untuk konverter ini adalah 70 %.

Setelah prototype diuji, beberapa data didapatkan setelah lampu menyala dan saat kondisi arus telah stabil (*steady state*). *Prototype* konverter buck dan inverter *full bridge* resonan paralel bisa dilihat pada Gambar 4.16.

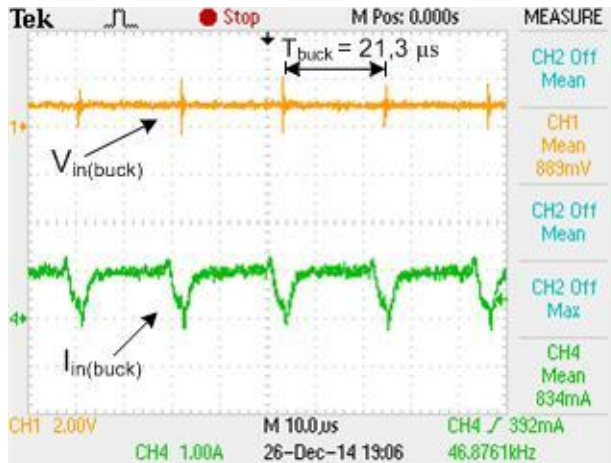


Gambar 4.16 *Prototype* ballast elektronik yang terdiri dari buck konverter dan inverter *full bridge* resonan paralel

Berikut ini data – data yang diambil tatkala input dan output diperkirakan sudah mencapai posisi stabil (*steady state*).

1. Gelombang tegangan input ($V_{in(buck)}$) vs arus input ($I_{in(buck)}$) dari konverter buck

Pada Gambar 4.17, CH1 merupakan tegangan input konverter buck sedangkan CH4 merupakan arus input konverter buck.



Gambar 4.17 Bentuk gelombang tegangan input ($V_{in(buck)}$) vs arus input ($I_{in(buck)}$) dari konverter buck

Berdasarkan Gambar 4.17, tegangan input rata-rata adalah 88,9 V dan arus input rata-ratanya 0,834 A. Padahal tatkala diukur dengan voltmeter, tegangan yang terukur kurang lebih 95,4 V. Hal ini terjadi mungkin dikarenakan adanya rugi-rugi pada amplifier sebelum masuk osiloskop.

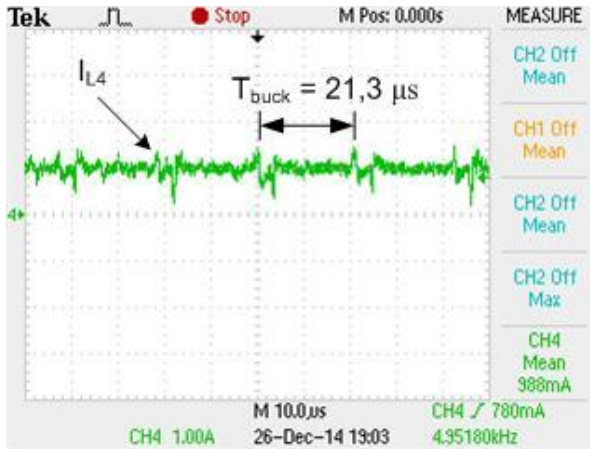
2. Gelombang arus induktor konverter buck (I_{L4})

Berdasarkan Gambar 4.18, induktor dialiri arus rata-rata sebesar 0,988 A. Arus puncak ripple sekitar 0,5 A. Hal ini dikarenakan pengaruh dari inverter dan induktor yang tidak ideal.

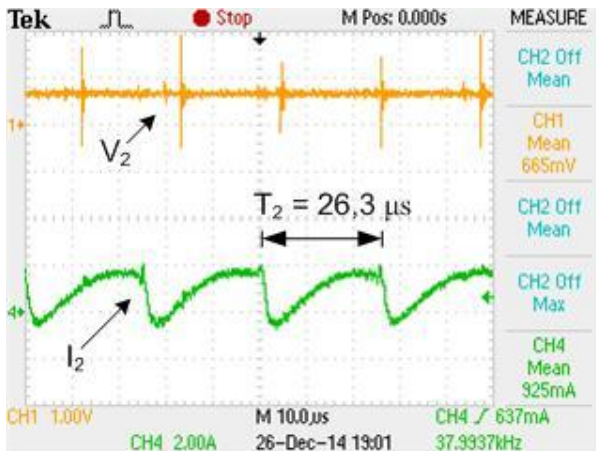
3. Gelombang tegangan output (V_2) vs arus output (I_2) dari konverter buck

Pada Gambar 4.19, CH1 merupakan tegangan output konverter buck (V_2) sedangkan CH4 merupakan arus output konverter buck (I_2). Berdasarkan Gambar 4.19, tegangan yang keluar dari konverter buck sekitar 66,5 V. Arus yang keluar dari konverter buck sekitar 0,925 A.

Namun tatkala tegangan diukur dengan voltmeter, tegangan terukurnya sekitar 77,8 V.



Gambar 4.18 Bentuk gelombang arus induktor konverter buck (I_{L4})



Gambar 4.19 Bentuk gelombang tegangan output (V_2) vs arus output (I_2) dari konverter buck

Apabila nilai tegangan input yang didapat dari data osiloskop dimasukkan dalam rumus duty cycle dengan diketahui sebelumnya bahwa nilai duty cycle-nya 70%, maka berdasarkan data hasil

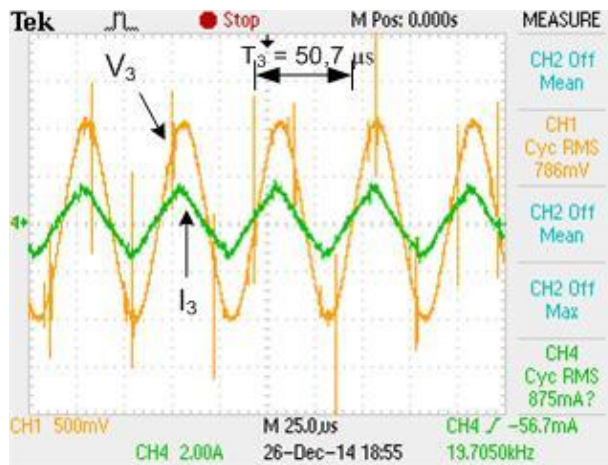
pengukuran dengan osiloskop, tegangan yang dihasilkan seharusnya adalah 62,23. Dari sini, error dari konverter buck sekitar 6,86%. Hal ini mungkin dikarenakan adanya arus yang masuk kapasitor dari arah inverter sehingga mengisi kapasitor sehingga tegangan kapasitor naik.

4. Gelombang tegangan output lampu vs arus output lampu

Pada Gambar 4.21, CH1 merupakan tegangan lampu (V_3) sedangkan CH4 merupakan arus lampu (I_3). Dari Gambar 4.21, tegangan rms lampu adalah sekitar 78,5 V. Sedangkan nilai arus rms lampu adalah sekitar 1 A.

Dengan memperhatikan nilai daya input (74,14 W) dan nilai daya output (78,5 W), maka akan terlihat nilai daya output lebih besar daripada daya input. Hal ini dikarenakan adanya arus yang bernilai negatif.

Apabila simulasi dan implementasi dari alat dibandingkan, maka akan terlihat persamaan dari bentuk gelombang pada sebagian data yang diambil. Hal itu terlihat jelas pada data tegangan lampu vs arus lampu dan tegangan input inverter vs arus inverter. Namun, ada perbedaan dalam masalah nilai hasil pengukuran antara simulasi dengan implementasi. Hal ini dikarenakan adanya ketidakidealan peralatan pengukuran dan ketidakidealan komponen yang digunakan.



Gambar 4.20 Bentuk gelombang tegangan lampu (V_3) vs arus lampu (I_3)

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan pengujian yang telah dilakukan pada simulasi rangkaian maupun pada implementasi rangkaian ballast elektronik inverter *full bridge* resonan paralel dapat disimpulkan beberapa hal sebagai berikut.

1. Rangkaian inverter *full bridge* resonan paralel dapat digunakan untuk ballast elektronik lampu HPS. Frekuensi kerja dan frekuensi resonansi dari inverter yang telah diimplementasikan adalah 19,7 kHz dan 19,592 kHz. Setelah mencapai *steady state*, tegangan lampu sebesar 74,1 V dan arus lampu sebesar 0,835 A. .
2. Rangkaian kombinasi buck konverter dengan inverter *full bridge* resonan paralel dapat digunakan untuk ballast elektronik lampu HPS..Frekuensi kerja dan frekuensi resonansi dari inverter yang telah diimplementasikan adalah 19,7 kHz dan 19,592 kHz. Setelah mencapai *steady state*, tegangan lampu sebesar 78,5 V dan arus lampu sebesar 1 A.
3. Dalam mendesain nilai komponen-komponen dalam resonan paralel harus memperhatikan nilai frekuensi resonansi dan frekuensi kerja. Frekuensi kerja harus didesain sedekat mungkin dengan frekuensi resonansi.
4. Pada pengujian simulasi, rangkaian perbaikan faktor daya konverter boost diperlukan untuk meningkatkan faktor daya dan mengurangi THD arus. Berdasarkan hasil simulasi, faktor daya yang didapat sebesar 0,858 lagging sedangkan THD arus didapatkan 2,02%. Berdasarkan data [1], faktor daya yang dihasilkan oleh ballast magnetik sebesar 0,833. Ini menunjukkan terjadi peningkatan sebesar 3%. Sedangkan THD yang dihasilkan ballast magnetik sebesar 29,3% .Ini menunjukkan adanya penurunan THD sebesar 93,1 %.
5. Lampu HPS tatkala dioperasikan pada frekuensi tinggi bisa dimodelkan dengan resistansi.

5.2 Saran

Saran yang diberikan pada penelitian ini adalah

1. Untuk menentukan nilai kontroler PI pada simulasi hendaknya menggunakan metode yang lebih baik agar didapat hasil yang maksimal.
2. Diperlukan implementasi rangkaian perbaikan faktor daya konverter boost untuk meningkatkan faktor daya peralatan dan menurunkan THD arus input dari ballast elektronik.

SON High Pressure Sodium

MASTER SON PIA Plus



Product Description

- High Pressure Sodium lamp with opalized ovoid outer bulb, high output and long reliable lifetime

Product Benefits

- Superior technology results in a long and reliable lifetime, high lumen maintenance and a reliable ignition over lifetime
- High energy efficacy and absence of lead (Pb) makes this a sound environmental offer
- High luminous efficacy makes this the most energy efficient HPS lamp

Product Features

- Ovoid, internally white coated outer bulb
- Ceramic discharge tube with Philips Integrated Antenna (PIA) for a long and reliable lifetime
- Robust construction with few welding points is highly vibration- and shock-resistant, further reducing early failures and extending lamp life
- ZrCo getter ensures high lumen maintenance and few early failures
- "Plus" concept with high efficacy translated into high light output
- Completely lead-free lamps

Environment

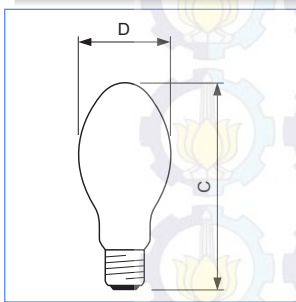
- Good environmental choice because of high energy efficiency and long reliable life
- This product is RoHS compliant
- This product is covered by WEEE

Application

- Road and residential lighting
- Industrial lighting both indoor and outdoor
- Recreational sports facilities Outdoor and Indoor

Warnings and Safety

- Control gear must include end-of-life protection (IEC 60662, IEC 62035)



Dim. no.	C max.	D max.
1	156	71
2	152	70
3	186	76
4	227	91
5	290	122

Type	Wattage/ Colour Code	Cap-Base	Packing type	Packing configuration	Colour Temperature (K)	Luminous Flux EM 25°C, Rated (lm)		Dim. no.	Photo letter	Ordering number
MASTER SON PIA Plus	50W/220	ES	ISL	24	1,900	3,900	A+	1	A	871829118038800
MASTER SON PIA Plus	70W/220	ES	ISL	24	1,900	5,900	A+	1	A	871829118040100
MASTER SON PIA Plus	70W/220	ES	ISL	24	1,900	5,900	A+	2	A	871150020426430
MASTER SON PIA Plus	100W/220	GES	ISL	12	2,000	10,000	A+	3	B	871150018225815
MASTER SON PIA Plus	150W/220	GES	ISL	12	2,000	16,100	A+	4	B	871150018228915
MASTER SON PIA Plus	250W/220	GES	ISL	12	2,000	30,900	A+	4	B	871150019344515
MASTER SON PIA Plus	400W/220	GES	ISL	12	2,000	55,400	A++	5	B	871150019345215

Additional technical data

Product name	Lamp Voltage (V)	Bulb	Bulb Finish	Bulb Temperature (°C [max.])	Cap-Base Temperature (°C [max.])	Burning Position	Dimmable
MASTER SON PIA Plus 50W E27	85	B70	Coated	350	200	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 70W E27	90	B70	Coated	350	200	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	92	B70	Coated	350	200	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	100	B75	Coated	350	200	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	100	BD90	Coated	350	250	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	100	BD90	Coated	350	250	Any	yes
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	105	BD120	Coated	350	250	Any	yes

Product name	Lamp Wattage EM 25°C, Nominal (W)	Lamp Wattage EM 25°C, Rated (W)	Lamp Current EM (A)	Lum Efficacy Rated EM 25°C (lm/W)	Life to 5% failures (h)	Life to 10% failures (h)	Life to 50% failures (h)	Mercury (Hg) Content (mg)
MASTER SON PIA Plus 50W E27	50	51.0	0.76	76.0	14000	17000	30000	12
MASTER SON PIA Plus 70W E27	70	71.0	0.98	83.0	17000	20000	30000	12
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	70	71.5	0.98	82.0	14000	17000	30000	16
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	100	100.0	1.20	98.0	17000	21000	36000	16
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	150	154.0	1.80	108.0	20500	24000	36000	15
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	250	260.0	2.85	120.0	20500	24000	36000	15
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	400	405.0	4.30	136.5	20500	24000	36000	20

SON High Pressure Sodium

MASTER SON PIA Plus

2nd additional technical data

Product name	LLMF EM 2000h Rated (%)	LLMF EM 4000h Rated (%)	LLMF EM 6000h Rated (%)	LLMF EM 8000h Rated (%)	LLMF EM 12000h Rated (%)	LLMF EM 16000h Rated (%)	LLMF EM 20000h Rated (%)
MASTER SON PIA Plus 50W E27	92	90	89	88	87	86	86
MASTER SON PIA Plus 70W E27	90	87	86	85	83	82	81
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	92	90	89	88	87	86	86
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	98	96	95	94	92	90	89
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	99	98	97	96	96	95	94
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	99	98	97	96	96	95	94
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	99	97	96	94	92	90	88

3rd additional technical data

Product name	LSF EM 2000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 4000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 6000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 8000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 12000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 16000h Rated, 12h cycle (%)	LSF EM 20000h Rated, 12h cycle (%)	Lamp Wattage EM 25°C, Nominal (W)
MASTER SON PIA Plus 50W E27	99	99	99	99	96	92	83	50
MASTER SON PIA Plus 70W E27	99	99	99	99	99	96	90	70
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	99	99	99	99	96	92	83	70
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	100	99	99	99	98	96	91	100
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95	150
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95	250
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95	400

Logistic data

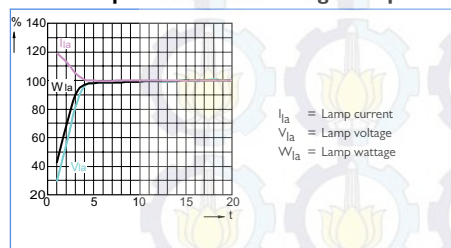
Product name	National Order Code	Packing type	Packing type description	Packs per outer box	Packing configuration
MASTER SON PIA Plus 50W E27	50SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	24	24
MASTER SON PIA Plus 70W E27	70SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	24	24
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	70SONIPLUS	ISL	I Sleeve Open End	24	24
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	100SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	12	12
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	150SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	12	12
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	250SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	12	12
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	400SONPLUS	ISL	I Sleeve Open End	12	12

Product name	Quantity per pack	Packing length (mm)	Packing width (mm)	Packing height (mm)	Gross weight per piece (g)	Net weight per piece (g)
MASTER SON PIA Plus 50W E27	I	455	307	168	73	51
MASTER SON PIA Plus 70W E27	I	455	307	168	78	55
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	I	340	268	334	182	55
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	I	343	260	231	179	125
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	I	400	305	269	242	156
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	I	403	305	269	246	170
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	I	578	400	303	447	249

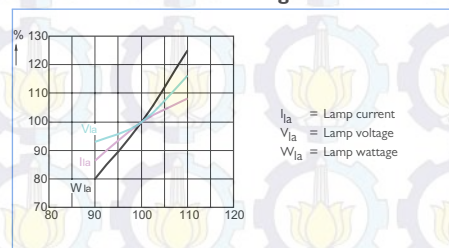
Performance diagrams

MASTER SON-PIA Plus External Ignitor B70

Lamp Performance during run up



Effects of mains voltage variations

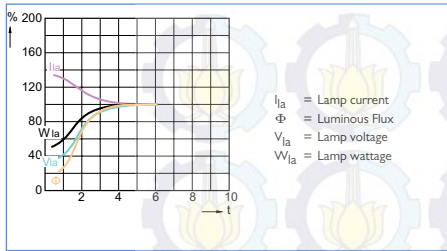


SON High Pressure Sodium

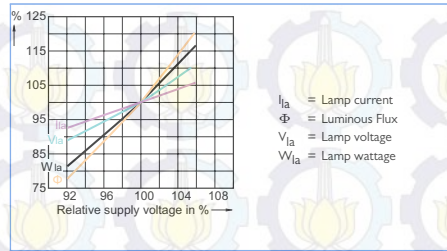
MASTER SON PIA Plus

MASTER SON-PIA Plus 70W Internal Ignitor

Lamp Performance during run up

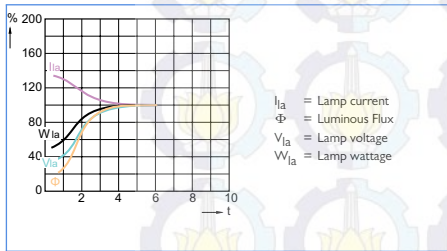


Effects of mains voltage variations

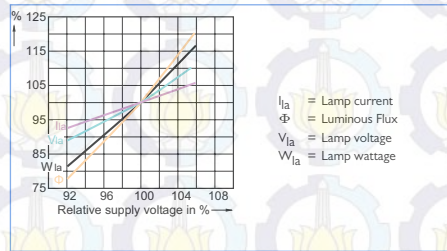


MASTER SON-PIA Plus 100W, 150W, 250W, 400W

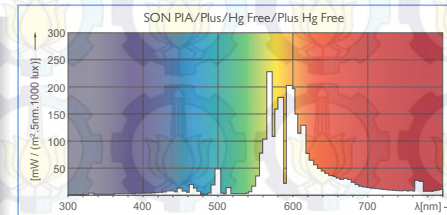
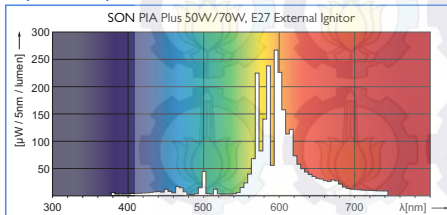
Lamp Performance during run up



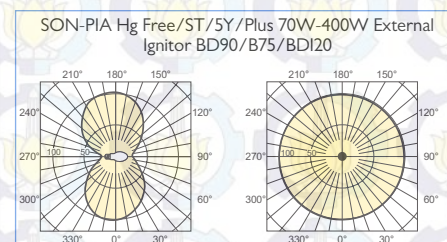
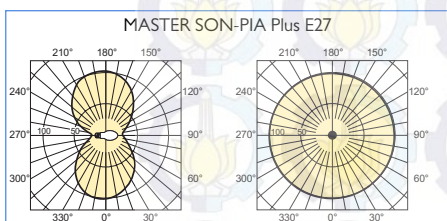
Effects of mains voltage variations



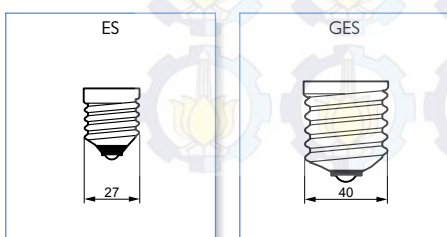
Spectral power distribution



Light distribution curves



Cap/base



SON High Pressure Sodium

MASTER SON PIA Plus

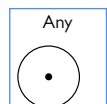
Additional extended technical data

Product name	Chromaticity Coordinate X	Chromaticity Coordinate Y	System Description	Average Luminance EM (cd/cm ²)	Ignition Peak Voltage (V [max.])
MASTER SON PIA Plus 50W E27	540	410	External ignitor	-	1800
MASTER SON PIA Plus 70W E27	540	410	External ignitor	-	1800
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	-	-	Internal Ignitor	3	1800
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	535	420	External ignitor	15	2800
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	535	420	External ignitor	11	2800
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	530	420	External ignitor	22	2800
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	525	425	External ignitor	27	2800

2nd additional extended technical data

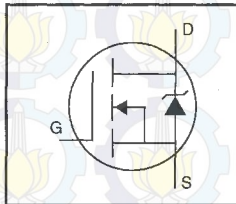
Product name	LSF EM 2000h Rated, 12h cycle	LSF EM 4000h Rated, 12h cycle	LSF EM 6000h Rated, 12h cycle	LSF EM 8000h Rated, 12h cycle	LSF EM 12000h Rated, 12h cycle	LSF EM 16000h Rated, 12h cycle	LSF EM 20000h Rated, 12h cycle
	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)
MASTER SON PIA Plus 50W E27	99	99	99	99	96	92	83
MASTER SON PIA Plus 70W E27	99	99	99	99	99	96	90
MASTER SON PIA Plus 70W/220 I E27	99	99	99	99	96	92	83
MASTER SON PIA Plus 100W/220 E40	100	99	99	99	98	96	91
MASTER SON PIA Plus 150W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95
MASTER SON PIA Plus 250W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95
MASTER SON PIA Plus 400W/220 E40	100	99	99	99	99	98	95

Burning position



HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 500V$$

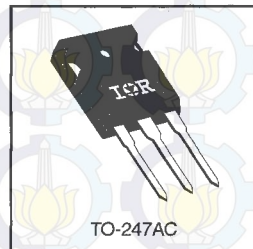
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V$, $I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V$, $I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V$, $I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V$, $V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V$, $V_{GS}=0V$, $T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

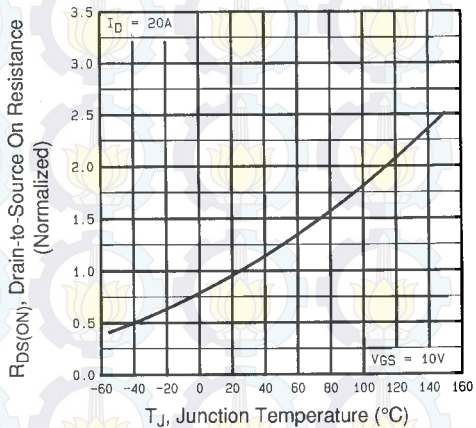
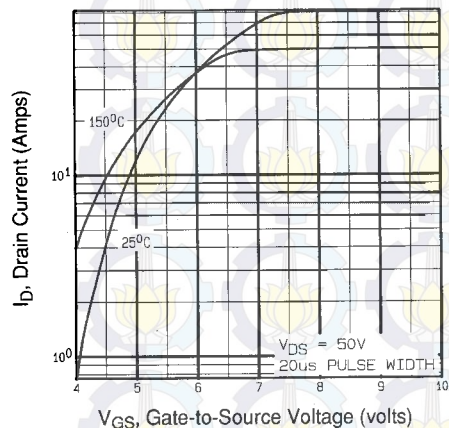
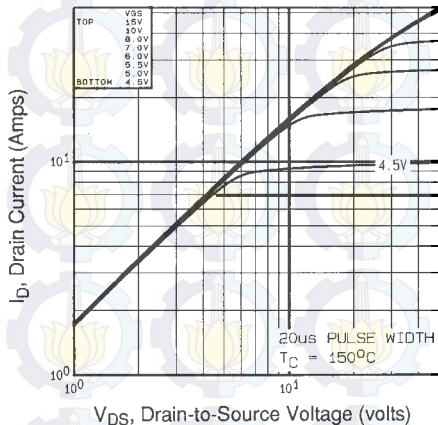
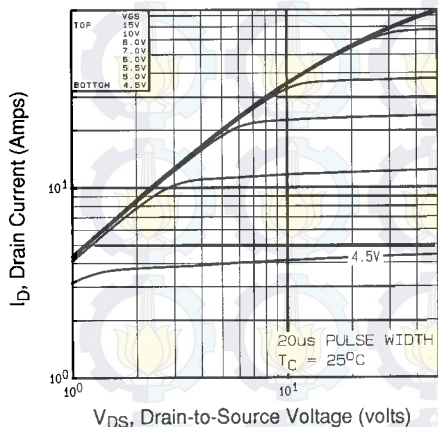


Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=20A$, $V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3mH$
 $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{Sp}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



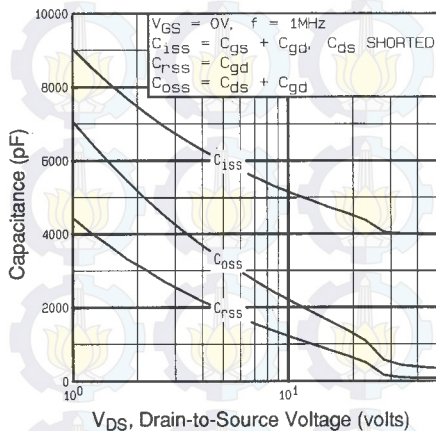


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

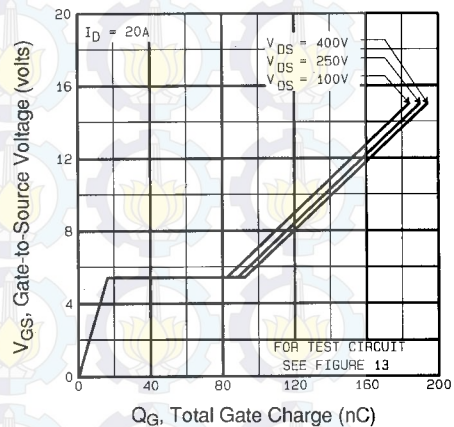


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

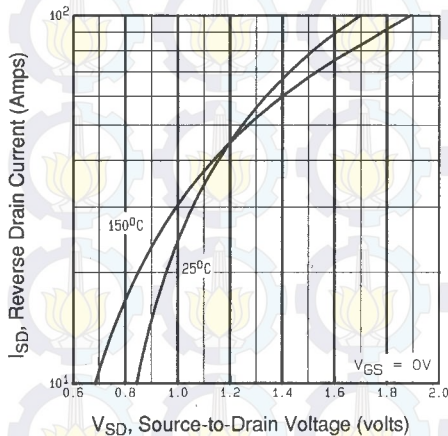


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

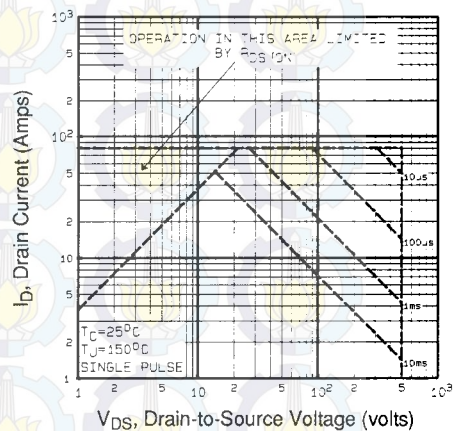


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

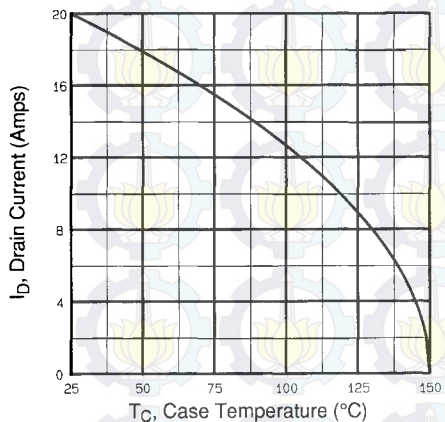


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

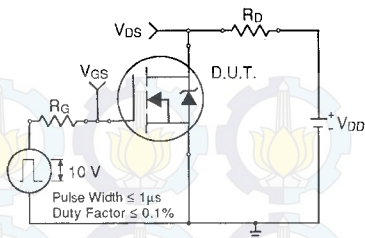


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

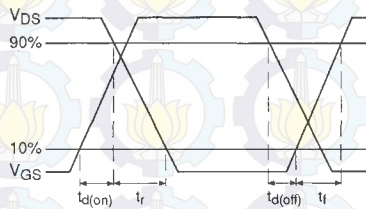


Fig 10b. Switching Time Waveforms

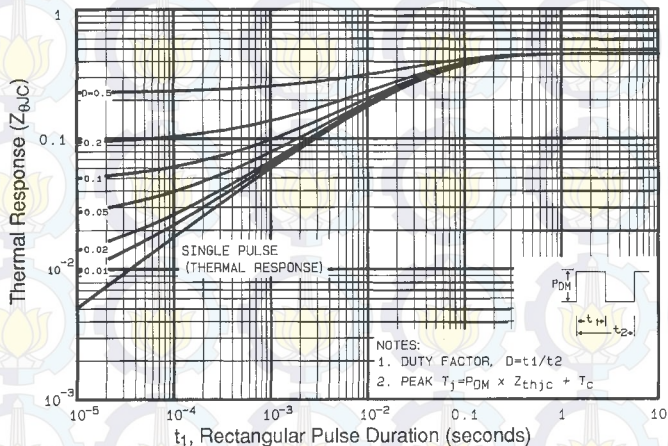


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

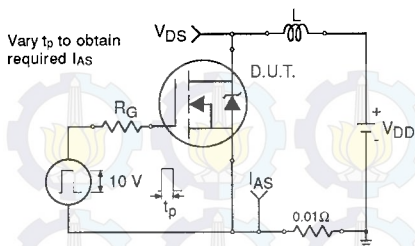


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

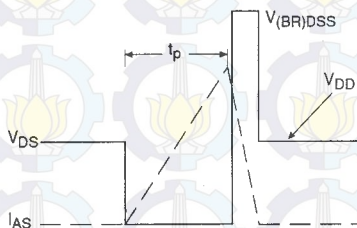


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

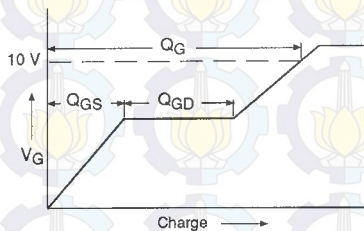


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

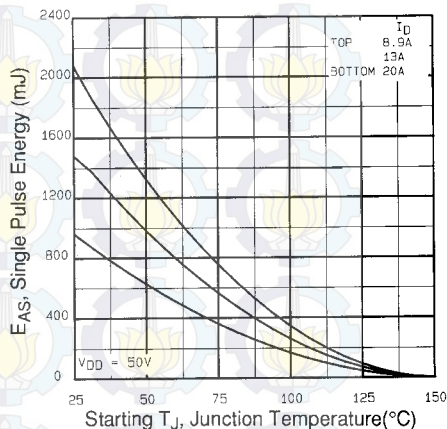


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

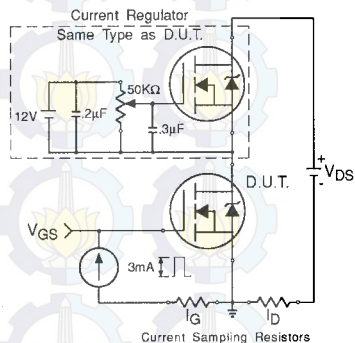


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

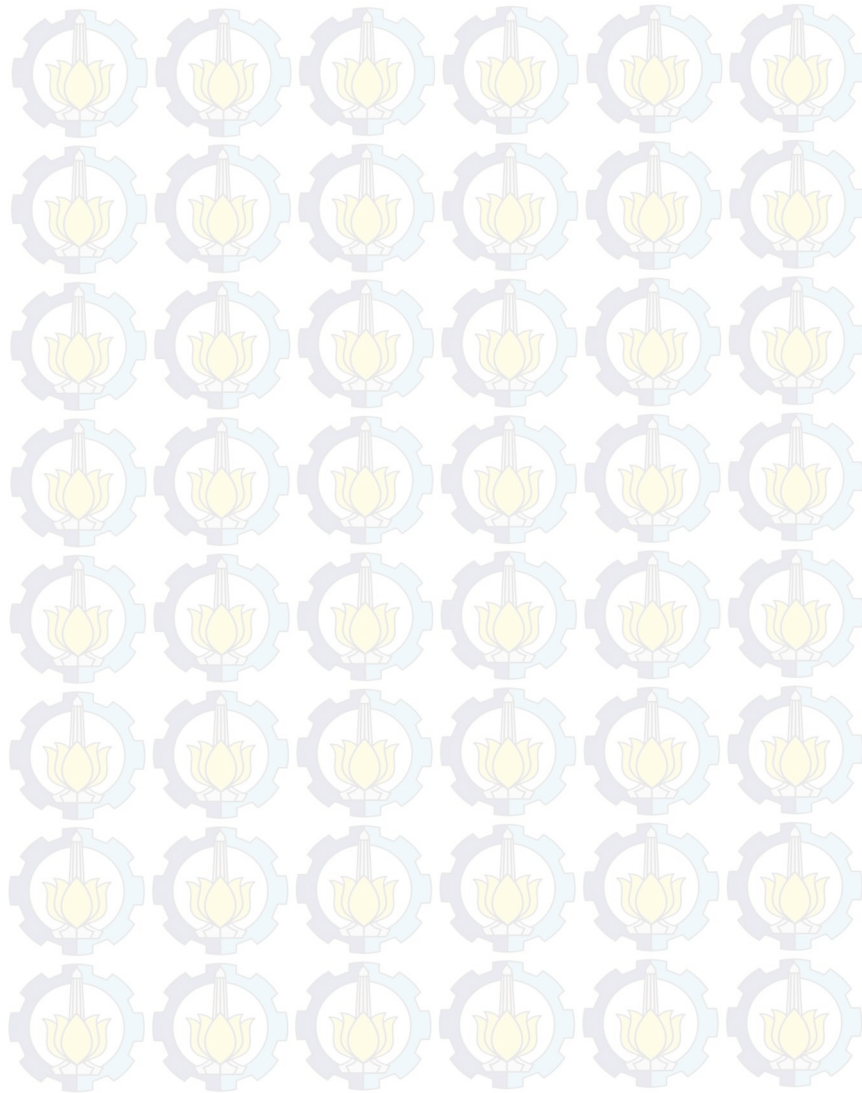
Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International Rectifier

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



15A, 400V - 600V Ultrafast Diodes

The MUR1540, MUR1560, RURP1540, and RURP1560 are ultrafast diodes ($t_{rr} < 55\text{ns}$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits, thus reducing power loss in the switching transistor.

Formerly developmental type TA09905.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR1540	TO-220AC	MUR1540
RURP1540	TO-220AC	RURP1540
MUR1560	TO-220AC	MUR1560
RURP1560	TO-220AC	RURP1560

NOTE: When ordering, use the entire part number

Symbol



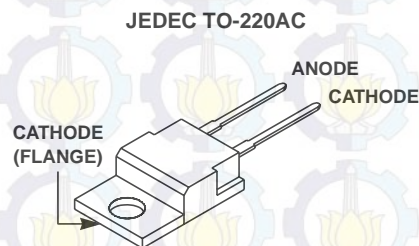
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <55ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	MUR1540 RURP1540	MUR1560 RURP1560	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	400	600	V
DC Blocking Voltage V_R	400	600	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 145^\circ\text{C}$)	15	15	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave 20kHz)	30	30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave 1 Phase 60Hz)	200	200	A
Maximum Power Dissipation P_D	100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8) E_{AVL}	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG}, T_J	-55 to 175	-55 to 175	°C

MUR1540, MUR1560, RURP1540, RURP1560

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR1540, RURP1540			MUR1560, RURP1560			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.25	-	-	1.5	V
	$I_F = 15\text{A}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.2	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
		-	-	-	-	-	-	
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}$, $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}$, $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	60	-	-	60	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}$, $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	-	-	30	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}$, $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

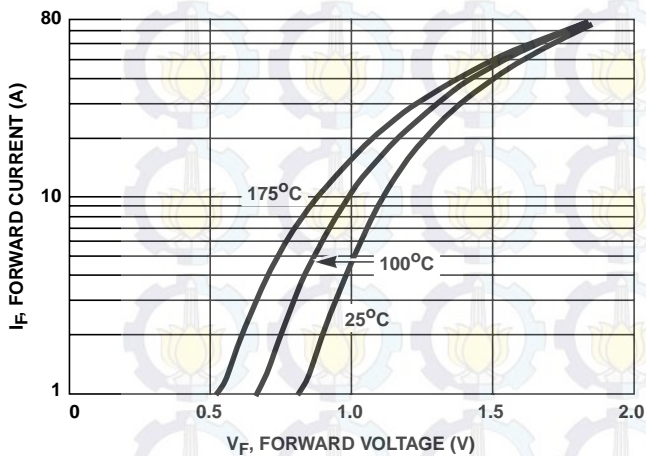


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

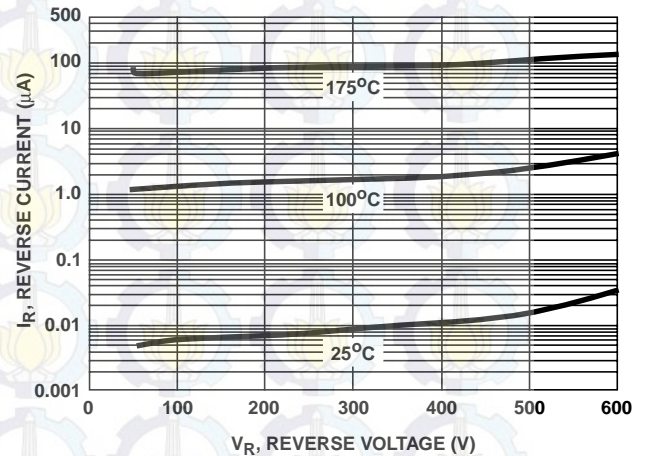


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves (Continued)

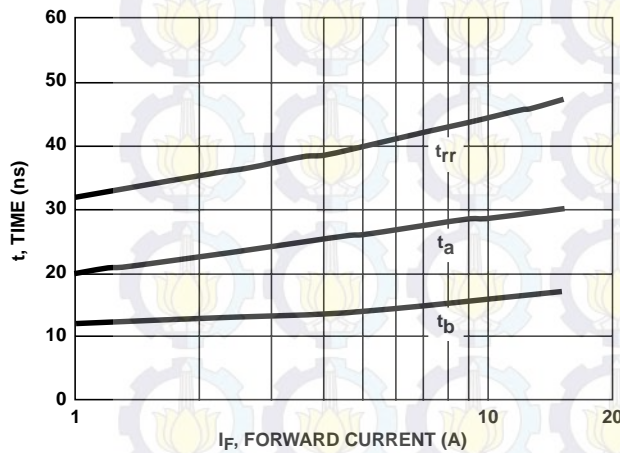


FIGURE 3. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

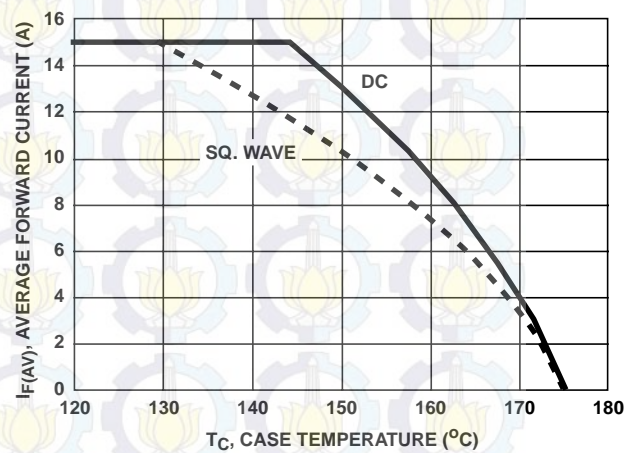


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

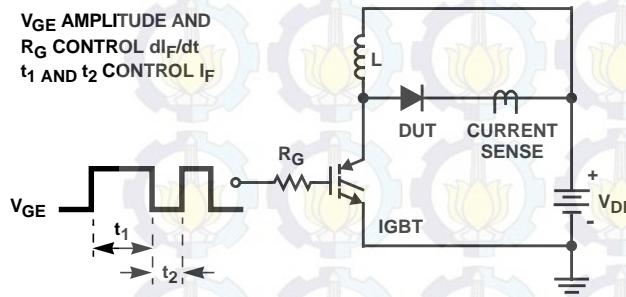


FIGURE 5. t_{rr} TEST CIRCUIT

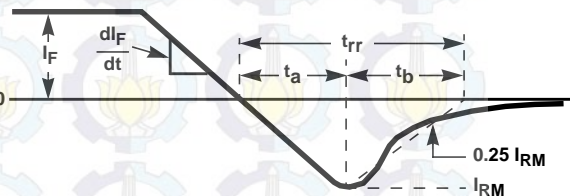


FIGURE 6. t_{rr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

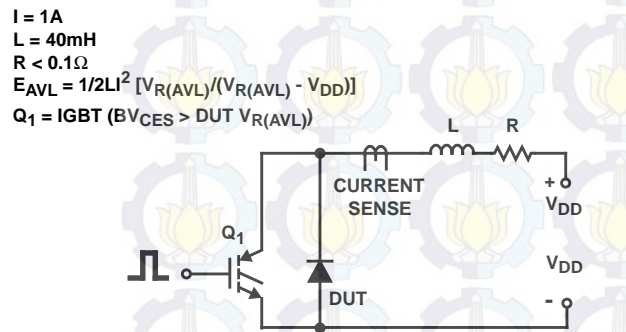


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

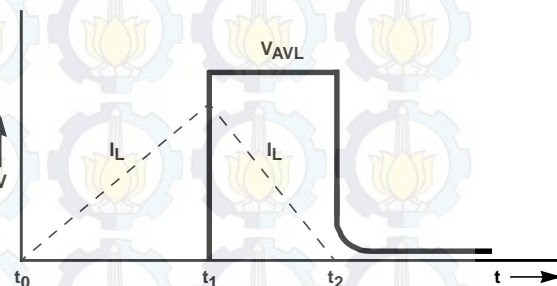


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under **ISO9000** quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.intersil.com

TLP250

Transistor Inverter

Inverter For Air Conditionor

IGBT Gate Drive

Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type

VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823

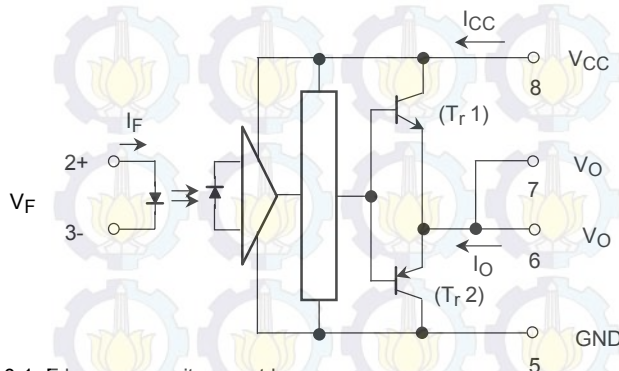
Maximum operating insulation voltage: $630V_{\text{PK}}$

Highest permissible over voltage: $4000V_{\text{PK}}$

(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
- Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

Schematic

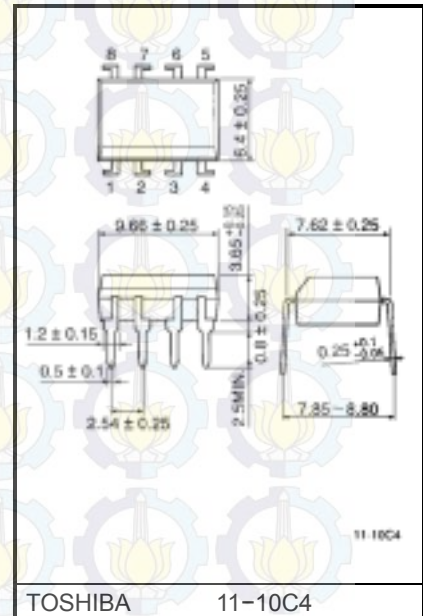


A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Truth Table

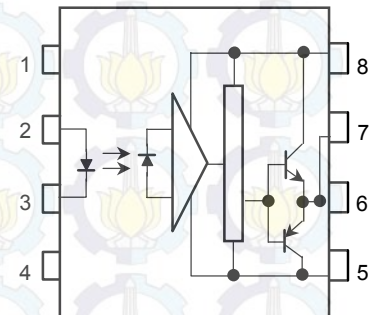
		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Unit in mm



Weight: 0.54 g

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	I_F	20	mA
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A
	Reverse voltage	V_R	5	V
	Junction temperature	T_j	125	°C
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A
	Output voltage	V_O	35	V
			24	
	Supply voltage	V_{CC}	35	V
			24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
	Junction temperature	T_j	125	°C
Operating frequency (Note 3)		f	25	kHz
Operating temperature range		T_{opr}	-20~85	°C
Storage temperature range		T_{stg}	-55~125	°C
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)		T_{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)		BV_S	2500	Vrms

Note 1: Pulse width $P_W \leq 1\mu s$, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$, $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor (0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 7)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition		Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage		V_F	—	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		$\Delta V_F / \Delta T_a$	—	$I_F = 10 \text{ mA}$		—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I_R	—	$V_R = 5\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	—	10	μA
Input capacitance		C_T	—	$V = 0$, $f = 1\text{MHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	45	250	pF
Output current	"H" level	I_{OPH}	3	$V_{CC} = 30\text{V}$ (*1)	$I_F = 10 \text{ mA}$ $V_{8-6} = 4\text{V}$	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I_{OPL}	2		$I_F = 0$ $V_{6-5} = 2.5\text{V}$	0.5	2	—	
Output voltage	"H" level	V_{OH}	4	$V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$, $I_F = 5\text{mA}$		11	12.8	—	V
	"L" level	V_{OL}	5	$V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_F = 0.8\text{V}$		—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I_{CCH}	—	$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_F = 10\text{mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	7	—	mA
				$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_F = 10\text{mA}$		—	—	11	
	"L" level	I_{CCL}	—	$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_F = 0\text{mA}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$		—	7.5	—	
				$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_F = 0\text{mA}$		—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I_{FLH}	—	$V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_O > 0\text{V}$		—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I_{FHL}	—	$V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$, $V_O < 0\text{V}$		0.8	—	—	V
Supply voltage		V_{CC}	—			10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C_S	—	$V_S = 0$, $f = 1\text{MHz}$ $T_a = 25$		—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R_S	—	$V_S = 500\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ $R.H. \leq 60\%$		1×10^{12}	10^{14}	—	Ω

* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$ (*1): Duration of I_O time $\leq 50\mu\text{s}$

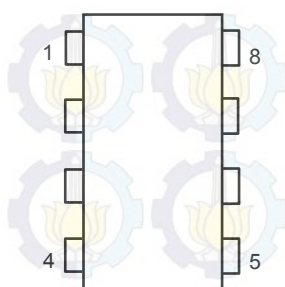
Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Cir- cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t _{pLH}	6	I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t _{pHL}			—	0.15	0.5	
Output rise time		t _r			—	—	—	
Output fall time		t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output		C _{MH}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output		C _{ML}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

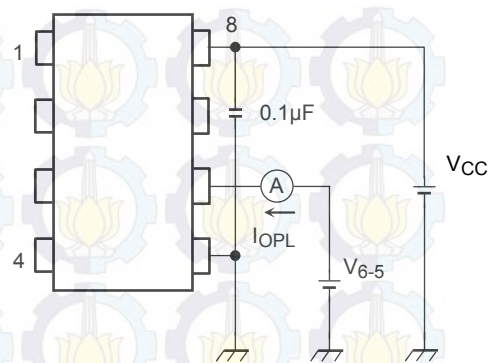
* All typical values are at Ta = 25°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

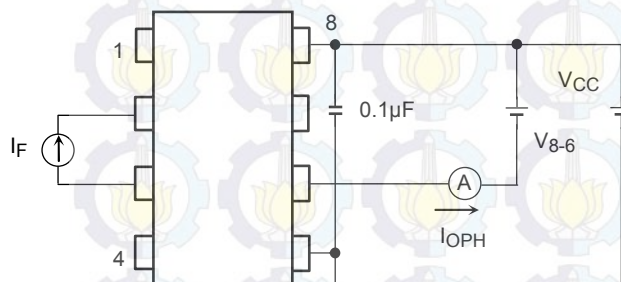
Test Circuit 1 :



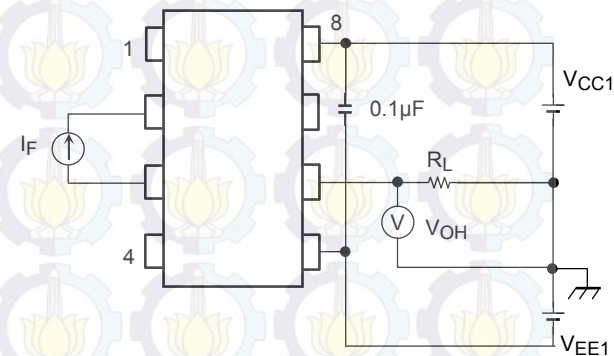
Test Circuit 2 : IOPL



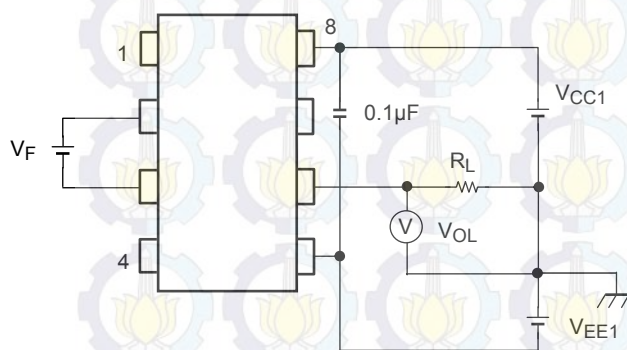
Test Circuit 3 : IOPH



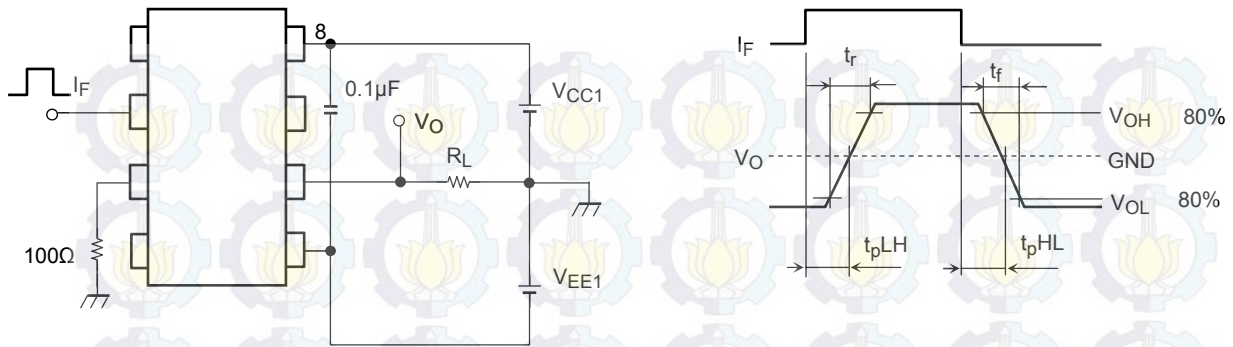
Test Circuit 4 : VOH



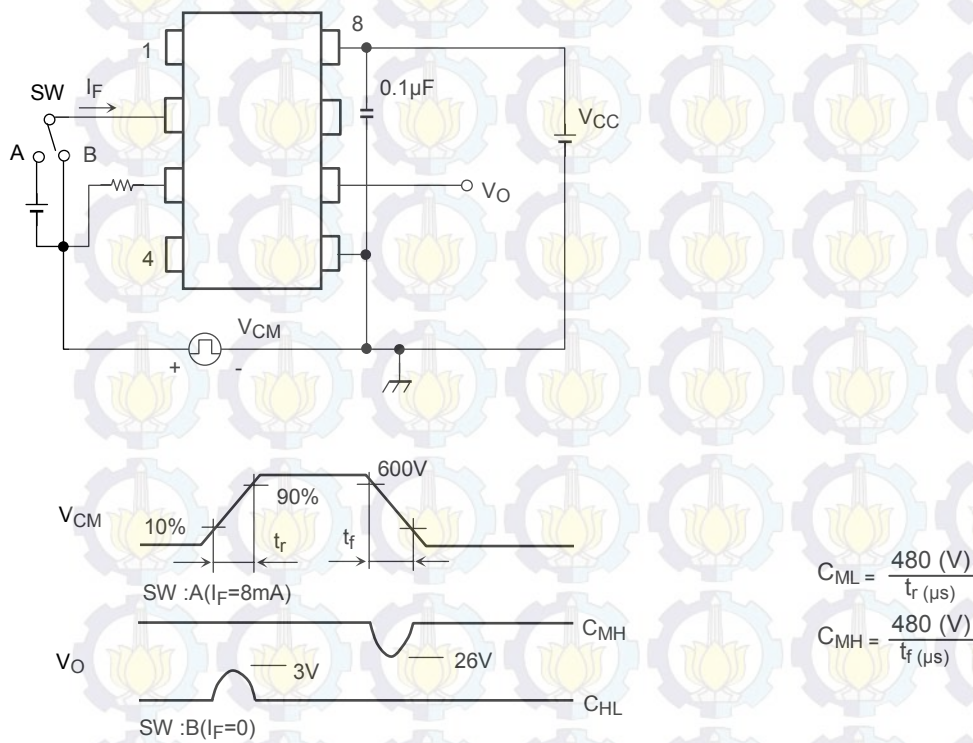
Test Circuit 5 : VOL



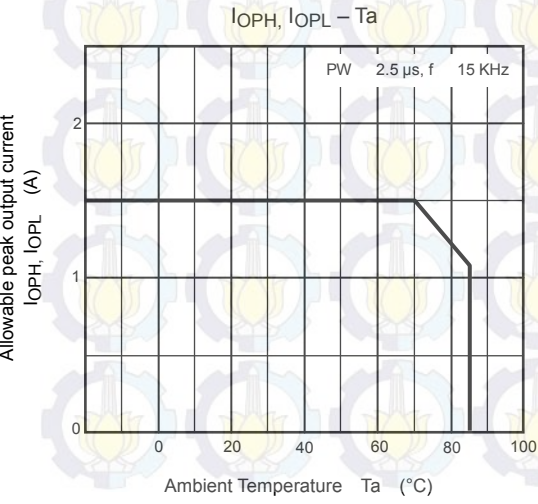
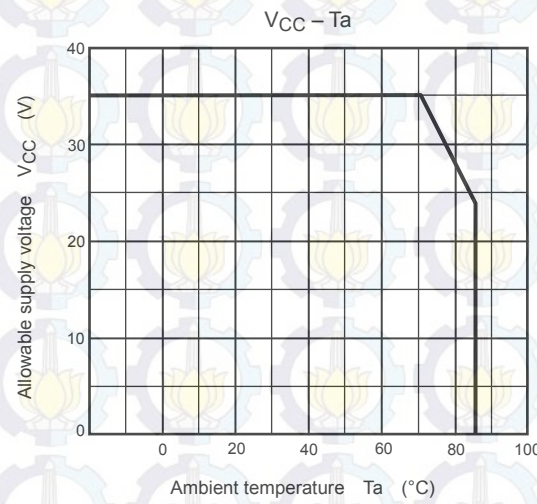
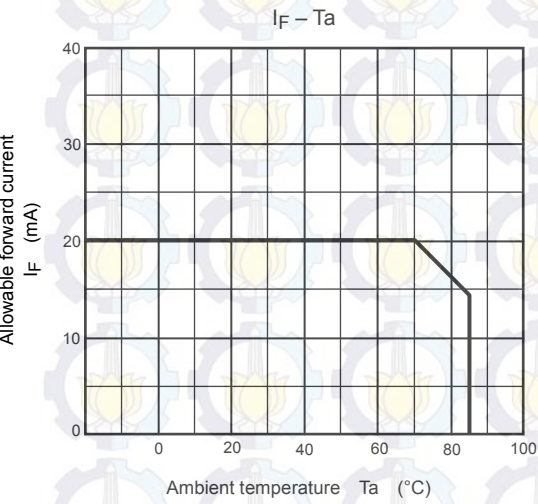
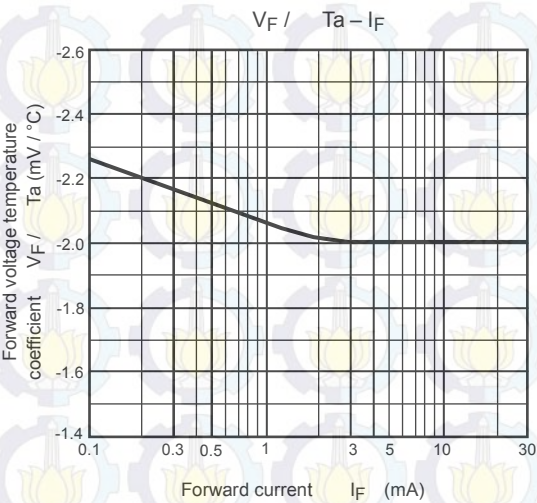
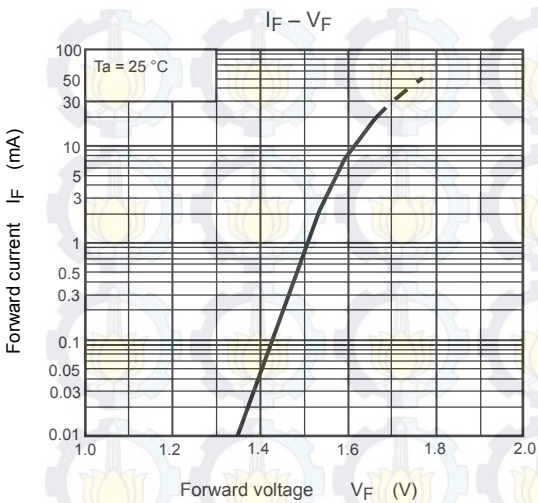
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.





RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Braun, Darcy., Lawrence Rodnunsky, Murray Steen dan Don Koval, "Harmonic and Electrical Characteristics of Fluorescent Ballast, "IEEE CCECE, Calgary, May, 1996..
- [2] Omar, M.H. ; Abdul Rahman, H. ; Majid, M.S. ; Hassan, M.Y. ;Rosmin,N., "The reduction of Total Harmonic Distortion and electromagnetic interference in high pressure sodiumstreet lighting using single stage electronic ballast", Melaka, Juni, 2012.
- [3] Jiang, Yan; Lee, Fred C.; Wyk, J. D. van; Wyk, J. D. van; Liang, Yan; Liu, Wenduo; , "An Integrated Electronic Ballast for High Intensity Discharge (HID) Lamps,"Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on , vol., no., pp.1-6, Nuremberg, Maret, 2008
- [4] Ghozali, Salahudin, "Desain dan Simulasi Ballast Elektronik dengan Perbaikan Faktor Daya Menggunakan Inverter Resonan Seri," .2007.
- [5] Cassel, J. "Total Harmonic Distortion (THD): A Lesson for Lighting System". Senior Specification Engineer.
- [6] Nelms, R.M. ; Jones, T.D. ; Cosby, M.C., Jr., "A comparison of resonant inverter topologies for HPS lamp ballasts", Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE.Vol.3,pp. 2317 – 2322, Toronto, Oktober, 1993.
- [7] Shen, Eric Bertrand "Alternative topological approaches to the electronic lamp ballast" Massachusetts Institute of Technology. Dept. of Electrical Engineering and Computer Science. 1997
- [8] Rashid, Muhammad H.Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications, 2nd Edition, Academic Press, USA, 2007.
- [9] Triyanto, Teguh. "Desain dan Simulasi Boost Konverter PWM Menggunakan Sensor Arus Input dan Tegangan Output dengan Perbaikan Faktor Daya".2007.
- [10] Indrajati, Surya."Switch Mode Power Supply Menggunakan Boost Converter Sebagai PFC Converter",.Politeknik Elektronika Negeri Surabaya.

Halaman ini sengaja dikosongkan

RIWAYAT HIDUP



Bayu Triyanto dilahirkan di Magetan pada tanggal 07 Nopember 1991. Penulis masuk jenjang pendidikannya di SDN Kebonagung, SMPN 1 Magetan, SMAN 1 Magetan hingga lulus pada tahun 2010. Dan pada tahun 2010, penulis masuk jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Kampus Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya. Selama menjalani pendidikan di perguruan tinggi, penulis mengambil bidang studi Teknik Sistem Tenaga.

Halaman ini sengaja dikosongkan